



# Amélioration de la sélectivité des protections électriques des navires lors de l'alimentation à quai –Augmentation du courant de court-circuit

Maricica-Mirela Ion

## ► To cite this version:

Maricica-Mirela Ion. Amélioration de la sélectivité des protections électriques des navires lors de l'alimentation à quai –Augmentation du courant de court-circuit. Energie électrique. Université de Grenoble, 2015. Français. NNT: . tel-01157481

**HAL Id: tel-01157481**

**<https://hal.science/tel-01157481>**

Submitted on 28 May 2015

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Génie Electrique**

Arrête ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Maricica – Mirela ION**

Thèse dirigée par Pr. Seddik BACHA et

Codirigée par Dr. Daniel RADU et par Dr. Malik MEGDICHE

Préparée au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab)

Et de l'entreprise Schneider Electric Grenoble dans le cadre de

L'Ecole Doctorale : Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal (EEATS)

## **Amélioration de la sélectivité des protections électriques des navires lors de l'alimentation à quai –Augmentation du courant de court-circuit**

Thèse soutenue publiquement le **14 janvier 2015**,

Devant le jury composé de :

M., Jean-Paul, HAUTIER

Professeur des Universités Arts et Métiers Paris Tech à Paris, Président

M., Mircea EREMIJA

Professeur , Université « POLITEHNICA » à Bucarest, Rapporteur

M., Ionel, VECHIU

Professeur , HDR à l'ESTIA Bidart, Rapporteur

M., Tuan, TRAN-QUOC

HDR , Ingénieur de recherche CEA, Examineur

M., Seddik, BACHA

Professeur des Universités , Université Joseph Fourier, Directeur de thèse

M., Dr Daniel, RADU

Directeur Technique « Shore Connection » , Schneider Electric à Grenoble,

Co-encadrant, Membre Invité

M., Dr Malik, MEGDICHE

Ingénieur Réseau Electrique, Schneider Electric à Grenoble, Co-encadrant, Membre Invité



*« Quoi que tu penses ou que tu crois pouvoir faire, fais-le.*

*L'action porte en elle la magie, la grâce et le pouvoir. »*

*Goethe*



## **Remerciements**

*A l'issue de ce travail, je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à l'ensemble des personnes qui ont contribué à l'accomplissement de cette thèse.*

*Je voudrais adresser tout d'abord mes sincères remerciements à mon directeur de thèse, M. Seddik BACHA, Professeur à UJF de Grenoble, pour son encadrement, pour sa présence, son soutien et pour la confiance qu'il m'a insufflée tout au long de ces années.*

*Je tiens à remercier aussi à mes co-encadrants de Schneider Electric, M. Daniel RADU et M. Malik MEGDICHE pour leurs précieux conseils, pour toutes ces idées qui ont permis de mieux cadrer et façonner le travail réalisé pendant cette thèse. Ces remarques critiques et constructives m'ont permis parfois de me remettre en cause et de chercher à faire mieux. La confiance qu'ils m'ont accordée m'a aidé à faire face aux difficultés rencontrées tout au long de ce parcours.*

*J'adresse mes sentiments respectueux et reconnaissants à tous les membres du jury pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail et pour l'honneur qu'ils m'ont fait de juger cette thèse :*

*Monsieur Jean-Paul HAUTIER, Professeur à l'Université de Lille1, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse.*

*Monsieur Mircea EREMA, Professeur à l'Université « Politehnica » Bucarest, et Monsieur Ionel VECHIU, Maître de Conférences à L'Ecole Supérieure des technologies industrielles avancées à Bidart, qui m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs de mon mémoire. J'ai beaucoup apprécié leurs remarques très constructives, ainsi que la pertinence de leurs questions le jour de la soutenance. Je leur suis reconnaissant d'avoir passé du temps à étudier ce document, leurs observations m'ont permis d'en faire évoluer certains points.*

*Monsieur Tuan TRAN-QUOC, Ingénieur de recherche à INES CEA Grenoble, pour avoir participé à ce jury en tant qu'examinateur. J'ai vraiment très apprécié son grand intérêt pour mon travail et ses vastes connaissances dans ce domaine.*

*J'exprime ma gratitude Monsieur Didier ROCHAS, Président du projet « Shore Connection » à Schneider Electric, pour sa collaboration efficace, toujours agréable et motivante, à ces travaux de thèse. Je le remercie de nous avoir donné un cadre concret pour nos études, ainsi que d'avoir souligné l'intérêt de ces travaux dans le contexte industriel le jour de la soutenance.*

*Je tiens à exprimer mes remerciements particuliers aux membres de l'équipe « Shore Connection » et de l'équipe « Anticipation - ITB » pour leur collaboration depuis la période de ma présence au sein de l'entreprise Schneider Electric et pour tous les moments agréables passés ensemble: Lorene, Silvia, Seyba, Jean-Marc, Julien, Jean, Hugues, Matthieu, Christian, Philippe, Olivier, Gregory, Patrick, Benoît.*

*Je remercie M. James ROUDET, M. Yves MARECHAL et M. Olivier LESAIN, directions du G2ELab pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire et de me permettre d'y achever mes études de Master de Recherche et de Doctorat.*

## Remerciements

---

*Je remercie également M. Bertrand RAISON, responsable de l'équipe Systèmes et Réseaux Electriques (SYREL), pour m'avoir accueilli au sein de cette équipe.*

*Un grand merci à mes deux stagiaires, Djamel et William, pour leur travail et leur gentillesse. Egalement, mes remerciements pour tous les membres de l'équipe et du laboratoire pour tous les moments agréables passés ensemble.*

*Je tiens à remercier aussi à Antoneta Bratcu, Iulian Munteanu et Axel Rumeau pour toutes les compétences techniques partagées, ainsi que pour leurs amitiés.*

*Je voudrais particulièrement remercier mes amis : Catalina et Cristian Jecu, Andreea et Adrian Florescu, Anca Dieudonne, Monica Biserica, Petre Enciu, Diana Mincu, Maria Vallet, Georgia et Mircea Cablea, Sorin Popa, Cristina Dinescu, Irina Murgan, Lavinia Mutiu, Ioana Gafton pour tous les moments inoubliables passés ensemble ces années, pour leur soutien et pour leur présence pendant des moments très importants de ma vie. Merci à vous tous !*

*Je remercie mes parents et mon frère pour leur soutien permanent et pour leur amour. Je finis en te remerciant toi, Constantin, qui a toujours été à côté de moi et qui a su me motiver et m'encourager dans les moments difficiles. Je vous remercie tous chaleureusement!*

## *Sommaire*





## Sommaire

Introduction Générale.....	1
Chapitre I. Raccordement des navires à quai .....	5
I.1 Introduction .....	9
I.1.1 Emissions polluantes des navires dans les ports .....	9
I.1.2 Solutions de réduction des émissions polluantes des navires .....	10
I.1.3 Evolution des réglementations et l'avènement de la solution de raccordement électrique à quai.....	11
I.2 État de l'art des systèmes de raccordement électriques des navires à quai .....	12
I.2.1 Réseau du port .....	13
I.2.2 Architecture du réseau électrique du navire .....	14
I.2.3 Définition du besoin d'une connexion à quai.....	17
I.2.4 Architecture d'un système Shore moyenne tension .....	18
I.2.5 Mode de fonctionnement.....	19
I.2.6 Challenges techniques de la solution « Shore Connection ».....	21
I.3 Problématique de la thèse: comment assurer la sélectivité des protections du système Shore – Navire .....	22
I.3.1 Quelques pistes pour augmenter le courant de court-circuit du système Shore.....	22
I.4 Conclusions .....	23
Chapitre II. Modélisation et simulation de l'ensemble du système Shore-Navire.....	25
II.1 Introduction .....	29
II.2 Description du système étudié.....	29
II.3 Modélisation du convertisseur de fréquence (GFC) .....	30
II.3.1 Architecture du GFC.....	30
II.3.2 Comportement du GFC.....	32
II.3.3 Besoins de la modélisation.....	33
II.3.4 Modélisation retenue.....	34
II.4 Modélisation du transformateur BT/MT et les câbles du système Shore.....	36
II.4.1 Modélisation du transformateur BT/MT .....	36
II.4.2 Modélisation des câbles BT et MT .....	38
II.5 Simulation du système Shore en régime nominal et en régime perturbé .....	39
II.5.1 Implantation des modèles .....	39
II.5.2 Validation du système.....	39
II.6 Modélisation du réseau de bord de navire.....	41
II.6.1 Architecture du système électrique du navire lors d'une connexion à quai.....	42
II.6.2 Modélisation des charges de navire – application de la méthode d'agrégation.....	43
II.6.2.1 Théorie de l'agrégation des moteurs asynchrones.....	44
II.6.2.2 Validation de la méthode d'agrégation utilisée .....	47
II.6.3 Simulation du système Shore-Navire en régimes transitoires .....	51
II.6.3.1 Caractéristiques du système embarqué du navire.....	51
II.6.3.2 Régimes transitoires .....	52
II.7 Conclusion.....	55
Chapitre III. Renforcement du courant de court-circuit utilisant la compensation d'énergie réactive .....	57
III.1 Introduction.....	61
III.1.1 Compensation réactive du courant .....	62

III.1.2 Choix de l'équipement de compensation.....	63
III.2 Solution banc de condensateurs .....	65
III.2.1 Principe .....	65
III.2.2 Modélisation et simulation de la solution proposée .....	66
III.2.3 Conclusions .....	69
III.3 Solution SVC .....	69
III.3.1 Principe .....	69
III.3.2 Modélisation et simulation de la solution proposée .....	70
III.3.3 Conclusions .....	72
III.4 Solution STATCOM (onduleur de tension).....	72
III.4.1 Principe .....	72
III.4.2 Contrôle des puissances envoyées au réseau .....	74
III.4.3 Contrôle de la tension du bus DC .....	74
III.4.4 Source du bus DC .....	77
III.4.5 Filtre de sortie du STATCOM.....	77
III.4.6 Modélisation du STATCOM .....	78
III.4.7 Simulation du STATCOM.....	79
III.4.8 Architecture du STATCOM en partant d'une structure de convertisseur de fréquence .....	81
III.4.9 Conclusions .....	81
III.5 Bilan de l'étude comparative et conclusions.....	82
Chapitre IV. Solution innovante de renforcement du courant de court-circuit en utilisant un transformateur à deux enroulements primaires .....	85
IV.1 Introduction.....	89
IV.2 Solution envisagée .....	89
IV.2.1 Principe de l'idée .....	89
IV.2.2 Test en simulation du principe .....	91
IV.3 Détail de la solution technique avec transformateur à double enroulement.....	93
IV.3.1 Choix du basculement des enroulements coté basse tension .....	93
IV.3.2 Choix du système de basculement des enroulements.....	94
IV.3.3 Fonctionnement du contrôle –commande du système de basculement d'enroulements .....	95
IV.3.4 Stratégie de contrôle-commande du bloc de basculement des enroulements.....	96
IV.4 Identification des problématiques techniques.....	97
IV.4.1 Choix de construction du transformateur élévateur double enroulement.....	97
IV.4.2 Surintensité liée aux courants d'enclenchement et au recouvrement du basculement .....	100
IV.4.3 Surtensions liées à la coupure de circuit inductif .....	102
IV.4.4 Choix de la stratégie de basculement optimale .....	103
IV.5 Conclusions.....	105
Chapitre V. Simulation temps-réel hybride sur maquette laboratoire.....	107
V.1 Objectif du banc expérimental .....	111
V.2 Architecture temps réel hybride en puissance (PHIL) .....	111
V.3 Mise en œuvre du banc d'essai pour le transformateur double enroulement primaire	112
V.3.1 Simulateur en temps réel .....	113
V.3.2 L'amplificateur de puissance .....	115
V.3.3 Transformateur triphasé double enroulement.....	115
V.3.4 Contacteurs statiques .....	116
V.3.5 Charge fixe [Annexe A.IX] .....	117

V.3.6 Charge électronique [Annexe A.VIII] .....	117
V.3.7 Capteurs tension –courant.....	117
V.4 Similitude et facteur d'échelle .....	117
V.5 Correspondance avec les éléments physiques.....	118
V.5.1 Modélisation du GFC sous RT-Lab.....	118
V.5.2 Implantation d'un modèle d'un court-circuit.....	120
V.5.3 Système de basculement des enroulements .....	122
V.6 Simulations temps réel hybride de la solution proposée pour le renforcement du courant de court-circuit .....	123
V.6.1 Descriptif des scenarii sur le système global (fonctionnement normal de l'ensemble) et simulations PHIL .....	123
V.6.2 Résultats des simulations PHIL .....	124
V.7 Conclusions .....	131
Chapitre VI. Etude du régime transitoire suite aux manœuvres contrôlés de transformateur	133
VI.1 Pourquoi faire une étude de régime transitoire.....	137
VI.2 Modélisation fréquentiel du transformateur triphasé double enroulement primaire ..	137
VI.2.1 Modèle électrique d'un transformateur double enroulement primaire.....	137
VI.2.2 Modèle magnétique du transformateur.....	139
VI.2.3 Modélisation des phénomènes hautes fréquences .....	142
VI.2.4 Synthèse du modèle de transformateur utilisé pour la simulation ATP-EMTP ...	143
VI.2.5 Modèle électrique du bloc de commutation .....	144
VI.3 Définition de scenarii.....	144
VI.3.1 Enclenchement d'un enroulement .....	145
VI.3.1.1 Changement avec la mise en court-circuit des enroulements primaires .....	145
VI.3.1.2 Changement avec l'interruption de l'alimentation de la charge .....	146
VI.3.2 Reprise au vol du transformateur .....	147
VI.3.2.1 Changement avec la mise en court-circuit des enroulements primaires (reprise au vol sans trou) .....	147
VI.3.2.2 Changement avec l'interruption de l'alimentation de la charge (reprise au vol avec trou).....	149
VI.4 Résultats des simulations .....	150
VI.4.1 Enclenchement d'un enroulement .....	150
VI.4.1.1 Enclenchement sans trou.....	150
VI.4.1.2 Enclenchement avec trou .....	153
VI.4.2 Scenarii de reprise au vol .....	155
VI.4.2.1 Reprise au vol sans trou .....	156
VI.4.2.2 Reprise au vol avec trou.....	159
VI.5 Conclusions.....	163
Conclusions Générales .....	165
Bibliographie .....	169
Annexes .....	179
A.I Les grandes familles de navires [WEB 04].....	181
A.II Installation du navire de croisière .....	185
A.III Installation du Ferry .....	186
A.IV Méthode d'agrégation des moteurs asynchrones .....	187
A.V Validation de la méthode d'agrégation proposée.....	190
A.VI Paramètres électrique des moteurs utilisés pour l'étude de démarrage .....	201
A.VII Modélisation de la charge.....	202

A.VIII Charge Electronique .....	204
A.IX Charge résistive fixe .....	210
A.X Amplificateur de puissance .....	215

## Tableau Des Figures

Figure I.1: Cas de mortalité cardio-pulmonaire directement attribuables aux émissions des particules des navires [COR 07].....	9
Figure I.2: Comparaison de la pollution émises ports avec celles émises par les raffineries, les centrales électriques et les automobiles .....	10
Figure I.3: Concept du raccordement des navires à quai .....	13
Figure I.4: Plan d'un port américain [WEB 03].....	13
Figure I.5: Fréquences des réseaux électriques publiques dans le monde [WEB 02].....	14
Figure I.6: Réseau électrique d'un porte-conteneur .....	15
Figure I.7: Classification des navires [RAD 13] .....	15
Figure I.8: Fréquences et tension pour les navires [RAD 13].....	17
Figure I.9: Solution technique de raccordement moyenne tension .....	18
Figure I.10: Séquences de connexion et déconnexion .....	19
Figure I.11: Synchronisation Shore-Navire [MEG 13].....	20
Figure I.12: Schéma électrique de l'opération de mise en parallèle du système Shore avec le navire .....	20
Figure I.13: Protections ANSI 51/50 dans un système Shore-Navire.....	21
Figure I.14: Graphe de sélectivité du système Shore-Navire pour les défauts entre phases....	22
Figure I.15: Système Shore avec l'équipement de compensation du courant de court-circuit	23
Figure II.1: Architecture typique du système «Shore Connection» [RAD 13].....	29
Figure II.2: Topologie du convertisseur de fréquence (GFC).....	31
Figure II.3: Zone de fonctionnement du GFC.....	32
Figure II.4: Profil du courant du convertisseur en surcharge.....	32
Figure II.5: Synoptique de la régulation du convertisseur .....	33
Figure II.6: Courant sortie GFC .....	33
Figure II.7: Schéma équivalent monophasé du convertisseur DC/AC.....	35
Figure II.8: Tension de référence .....	36
Figure II.9: Comparateur à hystérésis .....	36
Figure II.10: Représentation d'une phase du transformateur de puissance.....	37
Figure II.11: Caractéristique de magnétisation du transformateur.....	37
Figure II.12: Modèle en $\pi$ du câble électrique .....	38
Figure II.13 : Modèle câble à moyenne tension .....	38
Figure II.14: Modèle câble à basse tension .....	38
Figure II.15: Système Shore-Navire.....	40
Figure II.16: Tension et courant de la phase A en sortie du bloc GFC .....	40
Figure II.17: Tension et courant de la phase A à côté de la charge.....	40
Figure II.18: Spectre harmonique de la tension simple.....	41
Figure II.19: Spectre harmonique du courant.....	41
Figure II.20: Plan général du système Navire .....	42
Figure II.21: Architecture classique du réseau électrique de Ferry lors d'une connexion à quai .....	43
Figure II.22: Système simplifié du navire .....	44
Figure II.23: Le modèle classique équivalent de moteur asynchrone .....	45
Figure II.24: N moteurs asynchrones disposés en parallèle .....	45
Figure II.25: Les sous-systèmes étudiés.....	48
Figure II.26: Système considéré et le creux de tension appliqué .....	49
Figure II.27: Tensions mesures aux points M1 et M2.....	49

Figure II.28: Phase A – courant M1 ( $I_a M1$ ), courant M2 ( $I_a M2$ ), Couple du moteur agrégé (Couple-M2).....	50
Figure II.29: Système étudié .....	50
Figure II.30: Courants mesures aux points M1 et M2.....	51
Figure II.31: Système Shore – Navire – réseau de charges agrégées sous «ATP-EMTP» .....	52
Figure II.32: Vitesse des moteurs et la caractéristique GFCs .....	53
Figure II.33: Courant délivré au navire .....	55
Figure III.1: Caractéristique de la limite du courant du système Shore – 3 MVA (courbe «GFCs»), caractéristique de la limite du courant du système Shore – 4 MVA (courbe «GFCs'»), caractéristique de la plus grosse charge du navire (courbe «navire»), caractéristique de la limitation du courant du système Shore – 3 MVA avec l'aide d'un équipement additionnel (courbe «GFCs''»).....	61
Figure III.2: Représentation vectorielle de Fresnel des courants et de la tension pendant le court-circuit – application Shore-Navire.....	62
Figure III.3: Composition vectorielle de la puissance.....	63
Figure III.4: Système Shore avec l'équipement de compensation .....	65
Figure III.5: Système Shore avec l'équipement de compensation – banc des condensateurs..	67
Figure III.6: Plan du scénario .....	67
Figure III.7: Tension mesurée au point de connexion du banc de condensateurs.....	67
Figure III.8: Courant mesuré au point de connexion du banc de condensateurs.....	68
Figure III.9: Schéma de principe du compensateur statique shunt, SVC [BAC 13].....	69
Figure III.10: Caractéristique V/I d'un compensateur SVC [BAC 13].....	70
Figure III.11: Boucle contrôle SVC .....	71
Figure III.12: Système Shore avec l'équipement de compensation – SVC .....	71
Figure III.13: Mesures tension et courant – solution SVC.....	72
Figure III.14: Système Shore avec l'équipement de compensation – STATCOM.....	73
Figure III.15: Caractéristique V/I d'un compensateur STATCOM [PET 97] .....	74
Figure III.16: Modèle topologique STATCOM.....	75
Figure III.17: Schéma électrique du système Shore-STATCOM et structure de contrôle du STATCOM.....	78
Figure III.18: Scénario de la simulation.....	79
Figure III.19: Tension instantanée et efficace au point de connexion du STATCOM .....	79
Figure III.20: Courant mesuré sur le système Shore-STATCOM .....	80
Figure III.21: Courant efficace du système Shore-STATCOM .....	80
Figure III.22: Solution à base des convertisseurs de fréquence .....	81
Figure IV.1: Représentation complète du système Shore [ION 13] .....	89
Figure IV.2: Structure électrique triphasé du transformateur spécial .....	90
Figure IV.3: Modèle simple du système Shore équipé d'un transformateur double enroulement.....	91
Figure IV.4: Scénario de simulation d'un court-circuit .....	92
Figure IV.5: Courant primaire triphasé et sa valeur efficace .....	92
Figure IV.6: Courant secondaire triphasé et sa valeur efficace.....	92
Figure IV.7: Solution de renforcement du courant de court-circuit.....	93
Figure IV.8: Architecture du système de basculement des enroulements coté basse tension..	94
Figure IV.9: Contacteur statique .....	95
Figure IV.10: Les enroulements primaires avec les blocs de commutation – phase A.....	96
Figure IV.11: Système de contrôle-commande.....	96
Figure IV.12: Boucle de détection du défaut .....	97
Figure IV.13: Forces radiales et axiales dans les enroulements.....	97
Figure IV.14: Représentation magnétique du transformateur.....	98

Figure IV.15: Connexion des enroulements.....	99
Figure IV.16: Vue de face du transformateur .....	99
Figure IV.17: Ampères-tours radiaux pour un transformateur .....	100
Figure IV.18: Cas typique d'un enclenchement aléatoire du transformateur 3.15 MVA – courant d'appel.....	101
Figure IV.19: Caractéristique flux-courant du transformateur.....	101
Figure IV.20: Surtensions par rapport à la tension maximale normale du réseau lors de la coupure d'un circuit inductif.....	103
Figure IV.21: Enclenchement avec trou.....	104
Figure IV.22: Enclenchement sans trou .....	104
Figure V.1: Vue schématique de la synoptique du banc expérimental .....	111
Figure V.2: Schéma de principe du banc d'essai .....	113
Figure V.3: Eléments physiques du banc d'essai .....	113
Figure V.4: Simulateur RT-Lab .....	113
Figure V.5: L'échange des signaux entre simulateur et dispositifs analogiques.....	114
Figure V.6: Courbe de l'amplificateur – charge inductive (donné constructeur) .....	115
Figure V.7: Le transformateur et le schéma électrique du transformateur.....	116
Figure V.8: Ensemble de commutation: 1.Composants de commande; 2. Trois modules thyristors – tête- bêche; 3.Carte d'alimentation .....	116
Figure V.9: Facteur d'échelle.....	118
Figure V.10: Caractéristique V(I) du GFC.....	119
Figure V.11: Représentation bloc GFCs .....	119
Figure V.12: Tension mesurée en sortie d'amplificateur ( $V_{ampli\_A}$ ) et la commande de changement de consigne pour la tension d'amplificateur ( $V_{modif}$ ) - en zoom à droite.....	120
Figure V.13: Le profil du courant en sortie d'amplificateur ( $I_{ampli}$ ) en fonction de la commande de la charge variable ( $I_{charge2}$ ) .....	120
Figure V.14: Signal de commande $I_{charge2}$ (Ch2), tension efficace charge électronique (Ch3) et courant effective charge électronique (Ch4): 2A/div, 40ms /div .....	121
Figure V.15: Courant de la phase A en sortie d'amplificateur ( $I_{ampli}$ ) et le consigne pour la charge électronique ( $I_{charge2}$ ) - en zoom à droite.....	121
Figure V.16: Détection du défaut et la commande des blocs de commutation.....	122
Figure V.17: Détection du défaut et la stratégie de commande des blocs de commutation: tableau logique: 0 –pour l'état inactif (off) et 1- pour l'état actif (on).....	123
Figure V.18: Détection du défaut et les commandes des blocs de commutation – banc d'essais .....	123
Figure V.19: Banc d'essai – scenario 1 .....	124
Figure V.20: Banc d'essai – scenario 2.....	124
Figure V.21: Plan des simulations.....	125
Figure V.22: Tension au primaire du transformateur obtenue sous le banc temps réel .....	125
Figure V.23: Courant primaire du transformateur obtenu sous le banc temps réel.....	126
Figure V.24: Courants au primaire du transformateur obtenus sous le banc temps réel – scenario 2.....	126
Figure V.25: Tension au secondaire du transformateur obtenue sous le banc temps réel .....	127
Figure V.26: Courant au secondaire du transformateur obtenu sous le banc temps réel .....	127
Figure V.27: Mise à l'échelle: Courant au secondaire du transformateur obtenu sous ATP- EMTP .....	128



Figure V.28: Plan de simulation.....	128
Figure V.29: Tension mesurée en sortie d'amplificateur .....	129
Figure V.30: Courant mesuré en amont du transformateur.....	129
Figure V.31: Courant secondaire du transformateur et les commandes des blocs de commutation.....	130
Figure V.32: Tension secondaire du transfo .....	130
Figure V.33: Tension de la charge .....	130
Figure VI.1: La première phase du transformateur triphasé .....	138
Figure VI.2: Circuit physique et circuit magnétique.....	140
Figure VI.3: Circuit électrique – principe de la dualité.....	140
Figure VI.4: Circuit électrique – principe de la dualité – simplifié .....	141
Figure VI.5: Courbe du flux en fonction du courant magnétisant – méthode analytique .....	142
Figure VI.6: Courbe de flux en fonction du courant magnétisant – tracée avec ATP-EMTP .....	142
Figure VI.7 : Réseau de capacité du transformateur triphasé .....	142
Figure VI.8: Circuit électrique complet du noyau magnétique – principe de la dualité .....	143
Figure VI.9: Système Shore modélisé sous ATP-EMTP .....	144
Figure VI.10: Etapes de changement de la configuration du transformateur.....	144
Figure VI.11: Stratégie d'enclenchement sans trou .....	145
Figure VI.12: Bloc de commutation des thyristors- phase A .....	146
Figure VI.13: Détection du défaut (CC1), Commande du bloc de commutation de la phase A (Th11, Th21) .....	146
Figure VI.14: Stratégie d'enclenchement avec trou .....	146
Figure VI.15: Détection du défaut (CC), Commande de blocs de commutation (Th1, Th2) .....	147
Figure VI.16: Stratégie de reprise au vol avec l'interruption de l'alimentation de la charge .....	148
Figure VI.17: Bloc de commutation des thyristors- phase A .....	148
Figure VI.18: Détection de la fin du défaut (CC), Commande de blocs de commutation (Th <sub>11</sub> , Th <sub>21</sub> ) .....	148
Figure VI.19: Stratégie de reprise au vol avec l'interruption de l'alimentation de la charge .....	149
Figure VI.20: Détection de la fin du défaut (CC), Commande de blocs de commutation (Th1, Th2) .....	149
Figure VI.21: Courant primaire à travers les thyristors pour les trois phases .....	150
Figure VI.22: Courant primaire à travers les thyristors (Th11 et Th 22) de la phase C.....	151
Figure VI.23: Les étapes de l'enclenchement sans trou présentées sur les courants crêtes triphasés aux bornes du transformateur.....	151
Figure VI.24 : Courant instantané secondaire .....	152
Figure VI.25: Courant efficace secondaire.....	152
Figure VI.26: Circuit thyristors avec snubber RC.....	153
Figure VI.27: Courant et tension à travers le thyristor Th <sub>12</sub> - phase A .....	153
Figure VI.28: Courant primaire à travers les thyristors pour les trois phases .....	154
Figure VI.29: Mesures au primaire et au secondaire du transformateur .....	155
Figure VI.30: Courant et tension à travers le thyristor Th <sub>12</sub> - phase B .....	155
Figure VI.31: Courant primaire à travers les thyristors pour les trois phases .....	157
Figure VI.32: Courant triphasé aux bornes du bloc des GFCs.....	157
Figure VI.33: Tension et courant de phase au primaire du transformateur.....	158
Figure VI.34: Mesures au primaire et au secondaire du transformateur .....	158
Figure VI.35: Courant et tension à travers le thyristor Th <sub>12</sub> - phase A.....	159
Figure VI.36: Mesures au primaire et au secondaire du transformateur .....	160
Figure VI.37: Courant primaire à travers les thyristors pour les trois phases .....	161

## Tableau Des Figures

---

Figure VI.38: Courant triphasé aux bornes du bloc des GFCs et aux bornes de la charge....	161
Figure VI.39: Tension à travers le thyristor Th21 – phase C .....	162



## Liste Des Tableaux

Tableau I.1: Puissance électrique demandée par type de navire .....	16
Tableau I.2: Niveau de tension selon le type de navire [EFE 07] .....	16
Tableau II.1: Paramètres du transformateur .....	37
Tableau II.2: Caractéristiques des câbles .....	39
Tableau II.3: Synthèse des résultats .....	48
Tableau III.1: Paramètres STATCOM .....	78
Tableau III.2: Caractéristiques STATCOM .....	80
Tableau III.3: Solution proposé pour l'augmentation du courant de court-circuit.....	83
Tableau V.1: Caractéristiques nominales de sortie de l'amplificateur.....	115
Tableau V.2: Caractéristiques des thyristors (SEMIKRON SKKT 56/06 D).....	116
Tableau V.3: Caractéristiques de la charge fixe.....	117
Tableau V.4: Caractéristiques de la charge électronique .....	117
Tableau V.5: Caractéristiques des capteurs.....	117
Tableau V.6: Dynamique de la charge électronique .....	121
Tableau VI.1: Règles de dualité .....	139



**Glossaire:**

<i>Symbole</i>	<i>Signification</i>
CO <sub>2</sub>	Dioxyde de carbone
NO <sub>x</sub>	Oxydes d'azote
SO <sub>x</sub>	Oxydes de soufre
PM <sub>10</sub>	Particulate Matter - les particules en suspension
GNL	Gaz Naturel Liquéfié
OMI	Organisation Maritime Internationale
EPA	Agence de Protection de l'Environnement
CENAQ	Connexion électrique des navires à quai
AMP	Alternative Maritime Power Supply
HVSC	High Voltage Shore Connection
BT	Basse Tension
MT	Moyenne Tension
Shore	System électrique d'alimentation à quai des navires
GFC	Grid Frequency Converter
PFC	Power Factor Corrector
PF	Power Factor
ATP-EMTP	Alternative Transients Program - ElectroMagnetic Transients Program
THD	Taux de Distorsion Harmonique
Charge RL	Charge Résistive-Inductive
$k_u$	Facteur d'Utilisation
$k_s$	Facteur de Simultanéité
FACTS	Flexible Alternative Current Transmission System
SVC	Static Var Compensator
STATCOM	STATIC Synchronous COMpensator
TCSC	Thyristors Controlled Series Compensator
SSSC	Synchronous Source Series Compensator
TSC	Thyristor Switched Capacitor
TCR	Thyristor Controlled Reactor
VSC	Voltage Source Converter
SVG	Static Var Generator
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
$E_1$	Enroulement primaire standard du transformateur
$E_2$	Enroulement primaire supplémentaire du transformateur
$K_1$	Interrupteur primaire de l'enroulement standard du transformateur
$K_2$	Interrupteur primaire de l'enroulement supplémentaire du transformateur
Bloc Th <sub>1</sub>	Bloc des contacteurs statiques
Bloc Th <sub>2</sub>	Bloc des contacteurs statiques
PHIL	Power Hardware In the Loop
RT-Lab	Real-Time Simulator

## Notations:

<i>Symbole</i>	<i>Signification</i>	<i>Unité</i>
<b>Convertisseur de fréquence</b>		
$P$	Puissance active	[W]
$Q$	Puissance réactive	[VAr]
$S$	Puissance apparente	[VA]
$I_n$	Courant nominale du GFC	[A]
$V_{GFC}$	Tension GFC	[V]
$I_{GFC}$	Courant GFC	[A]
$I_{GFC\_actif}$	Courant actif du GFC	[A]
$I_{GFC\_réactif}$	Courant réactif du GFC	[A]
$t_s$	Pas de simulation	[ $\mu s$ ]
$i_L$	Courant de l'onduleur côté réseau	[A]
$V_0$	Tensions simples en sortie de l'onduleur côté réseau	[V]
$V_i$	Tension interne de l'onduleur	[V]
$\alpha$	Rapport cyclique	
$T_s$	Période de commutation	[ $\mu s$ ]
$V_{DC}$	Tension continue au niveau du bus	[V]
$i_{ref}$	Courant de référence de l'onduleur	[A]
$i_{ref\_Lim}^*$	Courant de limitation de l'onduleur	[A]
$I_{GFC-lim}$	Courant de limitation des GFCs	[A]
$I_{CC}$	Courant de court-circuit	[A]
$\Psi$	Déphasage tension-courant	[rad]
<b>Transformateur</b>		
$U_p$	Tension primaire	[V]
$U_s$	Tension secondaire	[V]
$I_p$	Courant primaire	[A]
$I_s$	Courant secondaire	[A]
$R_m$	Résistance de magnétisation	[ $\Omega$ ]
$X_m$	Réactance de magnétisation	[ $\Omega$ ]
$L_m$	Inductance de magnétisation	[H]
$R_p$	Résistance circuit primaire	[ $\Omega$ ]
$L_p$	Inductance circuit primaire	[H]
$R_s$	Résistance circuit secondaire	[ $\Omega$ ]
$L_s$	Inductance circuit secondaire	[H]
<b>Câbles</b>		
$R$	Résistance linéique	[ $\Omega/m$ ]
$L$	Inductance linéique	[H/m]
$C$	Capacité linéique	[F/m]

## Notations

$G$	Conductance linéique	[S/m]
<b>Moteur</b>		
$R_s$	Résistance du stator	[ $\Omega$ ]
$R_R$	Résistance du rotor	[ $\Omega$ ]
$L_{LS}$	Inductance de fuite statorique	[H]
$L_{LR}$	Inductance de fuite rotorique	[H]
$L_M$	Inductance de magnétisation	[H]
$V_s$	Tension du stator	[V]
$s$	Glissement	
$X_s$	Réactance de stator	[ $\Omega$ ]
$X_R$	Réactance de rotor	[ $\Omega$ ]
$X_M$	Réactance de magnétisation	[ $\Omega$ ]
$Z_{agg}$	Impédance du moteur agrégé	[ $\Omega$ ]
$s_{agg}$	Glissement du moteur agrégé	
$P_{agg}$	Puissance active du moteur agrégé	[W]
$J_{agg}$	Inertie du moteur agrégé	[kg/m <sup>2</sup> ]
$\omega_i$	Vitesse de synchronisme du moteur i	[rad/s]
$\omega_{agg}$	Vitesse de synchronisme du moteur agrégé	[rad/s]
$C$	Couple du moteur	[Nm]
$V_a M1$	Tension phase A - M1	[V]
$V_a M2$	Tension phase A – M2	[V]
$I_a M1$	Courant du moteur agrégé – M1	[A]
$I_a M2$	Courant du moteur agrégé – M2	[A]
<b>Equipement de compensation</b>		
$I_{EC}$	Courant de l'équipement de compensation	[A]
$I_{Shore}$	Courant de la station Shore	[A]
$P_{Shore}$	Puissance active installée de la station Shore	[W]
$Q_{Shore}$	Puissance réactive fournie de la station Shore	[VAr]
$S_{Shore 1}$	Puissance apparente de la station Shore	[VA]
$S_{Shore 2}$	Puissance apparente de la station Shore après la compensation	[VA]
$Q_{EC}$	Puissance réactive fournie par l'équipement de compensation	[VA]
$\varphi_1$	Facteur de puissance avant compensation	[rad]
$\varphi_2$	Facteur de puissance après compensation	[rad]
$I_T$	Courant totale	[A]
<b>Banc de condensateurs</b>		
$Q_C$	Puissance réactive	[VAr]
$X_C$	Réactance des condensateurs	[ $\Omega$ ]
$C$	Capacité	[F]



<b>SVC</b>		
$I_{X_{L\_SVC}}$	Courant de la Réactance inductive contrôlée du SVC	[A]
$X_{L\_SVC}$	Réactance inductive contrôlée du SVC	[ $\Omega$ ]
$L_{SVC}$	Inductance SVC	[H]
$\alpha$	Angle d'amorçage des thyristors du SVC	[rad]
<b>STATCOM</b>		
$P_{ond}^{ref}$	Référence de la puissance active du STATCOM	[W]
$Q_{ond}^{ref}$	Référence de la puissance réactive du STATCOM	[VAr]
$V_{sd}$	Composante suivant l'axe d de la tension du STATCOM	[V]
$V_{sq}$	Composante suivant l'axe q de la tension du STATCOM	[V]
$I_{sd}$	Composante suivant l'axe d de la tension du STATCOM	[A]
$I_{sq}$	Composante suivant l'axe q de la tension du STATCOM	[A]
$I_{sd}^{ref}$	Composante de référence suivant l'axe d du courant du STATCOM	[A]
$I_{sq}^{ref}$	Composante de référence suivant l'axe q du courant du STATCOM	[A]
$r_{ond}$	Résistance du filtre de sortie du STATCOM	[ $\Omega$ ]
$L$	Inductance du filtre de sortie	[H]
$i_k$	Courant de sortie de l'onduleur	[A]
$e_{kn}$	Tension imposée par l'onduleur	[V]
$V_k$	Tension imposée par le réseau	[V]
$u_k$	Fonction de commutation des interrupteurs	
$\beta_k$	Fonction moyenne de commutation des interrupteurs	
$W$	Energie électrique	[kWh]
<b>Transformateur double enroulement</b>		
$N_p = N_1$	Nombre de spires au primaire	
$N_s = N_2$	Nombre de spires au secondaire	
$N_1'$	Nombre de spires au primaire	
$I_p = I_1$	Courant primaire	[A]
$I_s = I_2$	Courant secondaire	[A]
$U_p = U_1$	Tension primaire	[V]
$U_s = U_2$	Tension secondaire	[V]
$R_{p1}$	Résistance d'enroulement 1 primaire	[ $\Omega$ ]
$R_{p2}$	Résistance d'enroulement 2 primaire	[ $\Omega$ ]
$R_s$	Résistance d'enroulement secondaire	[ $\Omega$ ]
$L_{p1}$	Inductance d'enroulement 1 primaire	[H]
$L_{p2}$	Inductance d'enroulement 2 primaire	[H]
$L_s$	Inductance d'enroulement secondaire	[H]
$M$	Inductance mutuelle	[H]
$\phi_c$	Flux commun	[Wb]

## Notations

$\mathcal{R}_1$	Réductance du noyau	[1/H]
$\mathcal{R}_c$	Réductance du culasse	[1/H]
$\mathcal{R}_2$	Réductance entre le noyau et l'enroulement primaire E1	[1/H]
$\mathcal{R}_3$	Réductance entre l'enroulement primaire E1 et l'enroulement secondaire M	[1/H]
$\mathcal{R}_4$	Réductance entre l'enroulement secondaire M et l'enroulement primaire E2	[1/H]
$\mathcal{R}_5$	Réductance entre l'enroulement primaire E2 et le noyau	[1/H]
$\mathcal{R}_{ph}$	Réductance entre l'air et le culasse	[1/H]
$C_{pt}$	Capacité phase-terre au primaire	[F]
$C_{st}$	Capacité phase-terre au secondaire	[F]
$C_{ss}$	Capacité phase-phase au secondaire	[F]
$C_{ps}$	Capacité primaire-secondaire	[F]
$C_{pp}$	Capacité entre phases au primaire	[F]
$I_{cc\_1enr}$	Courant primaire de court-circuit de l'enroulement primaire standard	[A]
$I_{cc\_2enr}$	Courant primaire de court-circuit de l'enroulement primaire ( $E_1 + E_2$ )	[A]
$I_{E1-C}$	Courant transitoire apparu lorsque de la mise en court-circuit des spires	[A]
<b>Banc d'essai</b>		
$\chi$	Facteur d'échelle	
$U_{banc}$	Tension du banc d'essai	[V]
$I_{banc}$	Courant du banc d'essai	[A]
$U_{réel}$	Tension de l'installation à échelle réel	[V]
$I_{réel}$	Courant de l'installation à échelle réel	[A]
$V_{ampli\_A}$	Tension mesurée en sortie d'amplificateur	[V]
$V_{mod\ if}$	Consigne de la tension d'amplificateur	[V]
$I_{ampli}$	Courant en sortie d'amplificateur	[A]
$I_{charge2}$	Consigne de la charge variable	[A]







# ***Introduction Générale***



## Introduction générale

Historiquement, les ports sont développés en proximité des zones urbaines. Par conséquent, les émissions des navires provoquent une pollution urbaine importante dans les villes portuaires, avec des conséquences sur la santé des habitants. En effet, amarrés au port, les navires éteignent les générateurs principaux et utilisent leurs générateurs auxiliaires pour produire de l'électricité nécessaire à l'alimentation de leur système électrique pendant toute la période de l'escale. Le carburant utilisé par ces générateurs auxiliaires est souvent un fioul lourd contenant une quantité de soufre très largement supérieure aux combustibles utilisés dans l'automobile, ou l'aviation. A titre de comparaison, les limites en soufre pour les véhicules terrestres sont déjà 100 fois inférieures à ce qui est prévu pour les navires.

Des préoccupations environnementales sont ainsi à l'origine de directives internationales afin de diminuer ces émissions polluantes. Une solution viable dans le but de réduire ces émissions est l'alimentation de ces navires à quai à partir d'une centrale dédiée ou à partir du réseau terrestre de proximité. Cette solution amène à concevoir des interfaces de raccordement électrique entre deux réseaux (de bord et terrestre) de fréquence, de tension et de puissance de court-circuit potentiellement différents. Ainsi, pour les cas nécessitant le raccordement de deux systèmes de fréquence différente, une station de conversion de fréquence constituée de briques élémentaires de convertisseurs statiques est utilisée.

Un des objectifs recherchés pour ce type d'installation est la compatibilité du point de vue électrique entre le système à quai et le réseau embarque du navire et plus particulièrement d'assurer la sélectivité du plan de protection du navire. Cet objectif se décline en une exigence de courant de court-circuit minimum à fournir par la station à quai. Cette thèse propose une vue d'ensemble de la solution de connexion à quai des navires et met en évidence les principaux problèmes techniques à résoudre pendant les phases d'exploitation. Les travaux sont articulés autour de la problématique de la capacité limitée de courant de court-circuit de l'installation électrique à quai et de la recherche de solutions palliatives en vue de l'augmentation du courant de court-circuit.

Ces travaux sont financés par l'entreprise Schneider Electric, plus exactement par le projet générique « Shore Connection » et ont menés en collaboration étroite avec le laboratoire G2ELab.

Ce mémoire de thèse s'articule en six chapitres.

Dans le premier chapitre, *Raccordement des navires à quai*, le rôle des émissions nocives produites par les navires dans les zones portuaires est exposé et la nécessité d'adopter une solution pour diminuer le taux de pollution est mise en évidence. Une vue générale est donnée autour des réseaux « Shore Connection », sur l'architecture générique du système, les contraintes de fonctionnement et enfin leurs composants. La problématique de sélectivité des protections du navire est exposée et le chapitre se clôt par des propositions de pistes pour l'augmentation du courant de court-circuit.

Le second chapitre, *Modélisation et simulation de l'ensemble du système Shore-Navire*, se focalise sur la modélisation des divers composants: l'installation Shore avec ses convertisseurs, ses transformateurs et câbles et le réseau de bord avec ses charges. La modélisation du système retenu est réalisée sous deux logiciels: Matlab Simulink –



SimPowerSystems et ATP-EMTP. Les modèles sont conçus pour être compatibles avec des études transitoires et des études de court-circuit. L'étude et la modélisation du réseau de bord occupe une partie importante dans ce chapitre. Enfin, des études de régimes transitoires sont proposées pour analyser le fonctionnement de l'ensemble Shore-Navire.

Le troisième chapitre, *Renforcement du courant de court-circuit utilisant la compensation d'énergie réactive*, propose les trois solutions pour l'augmentation du courant de court-circuit de l'installation Shore. Dans un premier temps, le principe de compensation d'énergie réactive pour augmenter le courant de court-circuit est présenté. Par la suite, sont proposées trois solutions: le banc de condensateurs, le SVC et le STATCOM. Pour chaque solution, une étude de cas est réalisée où les aspects techniques et économiques sont traités. Un bilan comparatif est présenté à la fin du chapitre autour des avantages et des inconvénients de chaque solution.

Le quatrième chapitre, *Solution innovante de renforcement du courant de court-circuit en utilisant un transformateur à deux enroulements primaires*, propose une solution innovante pour l'augmentation du courant de court-circuit : un transformateur spécialement créé pour cette application à deux enroulements primaires. L'idée de cette solution est de modifier le rapport de transformation pendant la période de court-circuit. La solution est détaillée du point de vue technique en abordant les problématiques inhérentes à la conception d'un tel système.

L'avant dernier chapitre, *Simulation temps-réel hybride sur maquette laboratoire*, présente la mise en œuvre expérimentale de la solution du transformateur à double enroulement effectuée sur un simulateur temps réel hybride. Le comportement de la station Shore et de la commande des blocs de commutation des enroulements du transformateur sont modélisés numériquement sur le simulateur temps- réel et une partie des composantes sont émulés physiquement. Ce banc d'essai a pour objectif de tester et de valider certains concepts de la solution proposée et de corroborer les études faites en simulation pure.

Le dernier chapitre, *Etude du régime transitoire suite aux manœuvres contrôlées du transformateur*, approfondit les études de la solution du transformateur double enroulement. Les études transitoires proposés viennent compléter les résultats obtenus par le banc d'essai, en modélisant le comportement du système lors des manœuvres des enroulements du transformateur. Différentes stratégies de changement de configuration du transformateur sont étudiées.

Une conclusion générale, les perspectives qui se dessinent et les annexes clôturent ce travail.

## *Chapitre I. Raccordement des navires à quai*



## Sommaire du chapitre I

Chapitre I. Raccordement des navires à quai .....	5
I.1 Introduction .....	9
I.1.1 Emissions polluantes des navires dans les ports .....	9
I.1.2 Solutions de réduction des émissions polluantes des navires .....	10
I.1.3 Evolution des réglementations et l'avènement de la solution de raccordement électrique à quai.....	11
I.2 État de l'art des systèmes de raccordement électriques des navires à quai .....	12
I.2.1 Réseau du port .....	13
I.2.2 Architecture du réseau électrique du navire .....	14
I.2.3 Définition du besoin d'une connexion à quai.....	17
I.2.4 Architecture d'un système Shore moyenne tension .....	18
I.2.5 Mode de fonctionnement.....	19
I.2.6 Challenges techniques de la solution « Shore Connection ».....	21
I.3 Problématique de la thèse: comment assurer la sélectivité des protections du système Shore – Navire .....	22
I.3.1 Quelques pistes pour augmenter le courant de court-circuit du système Shore.....	22
I.4 Conclusions .....	23



## I.1 Introduction

### I.1.1 Emissions polluantes des navires dans les ports

Le transport maritime représente 90% des échanges mondiaux des marchandises. Il est responsable de 3% des émissions globales de CO<sub>2</sub>. Cette pollution vient s'ajouter à d'autres émissions de gaz NO<sub>x</sub> (des oxydes d'azote) and SO<sub>x</sub> (des oxydes de soufre) qui représentent un réel danger pour l'environnement en général et pour les riverains en particulier. Plusieurs études récentes mettent en relation ces émissions avec des taux excessifs de cancer pulmonaire et autre maladie cardio-pulmonaire [RAD 13].

Il est important de noter que les navires à quai engendrent avant tout une pollution locale, dont les effets sont sensibles dans un périmètre géographique généralement limité. De ce fait, les quais situés à proximité des centres-villes (situation très fréquente dans les ports européens) sont particulièrement exposés au problème de la pollution. A cet égard, les contextes sont différents dans l'UE et aux Etats Unis. Les ports de commerce de l'UE sont plus fréquemment localisés à proximité de zones urbaines [EFE 07]. Le transport maritime est d'ailleurs devenu le plus grand émetteur de pollution dans l'Union européenne [WEB 01].

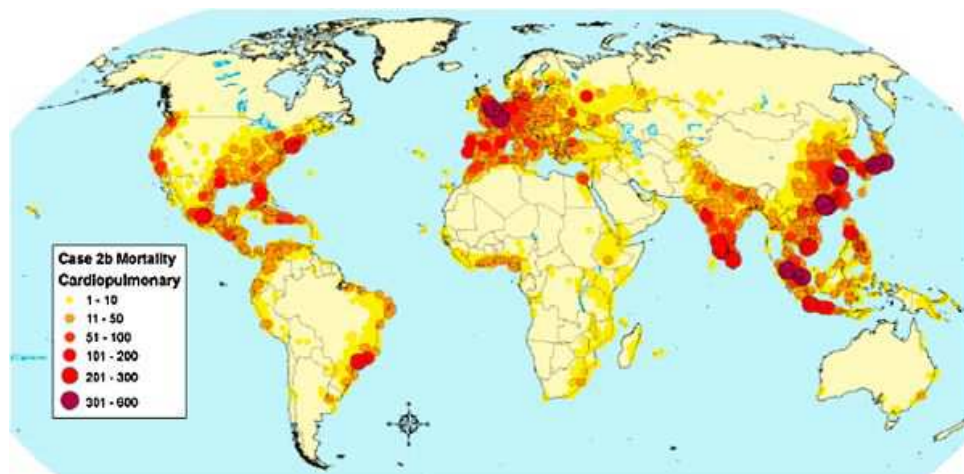


Figure I.1: Cas de mortalité cardio-pulmonaire directement attribuables aux émissions des particules des navires [COR 07]

Les mesures réalisées par l'organisme américain « Natural Resources Defense Council » (Figure I.1) ont montré la grande différence des niveaux de pollution entre les sources considérées « les plus polluantes » et les ports américains. Les substances mesurées sont l'oxyde d'azote (NO<sub>x</sub>) et les particules en suspension (PM<sub>10</sub>- Particulate Matter).

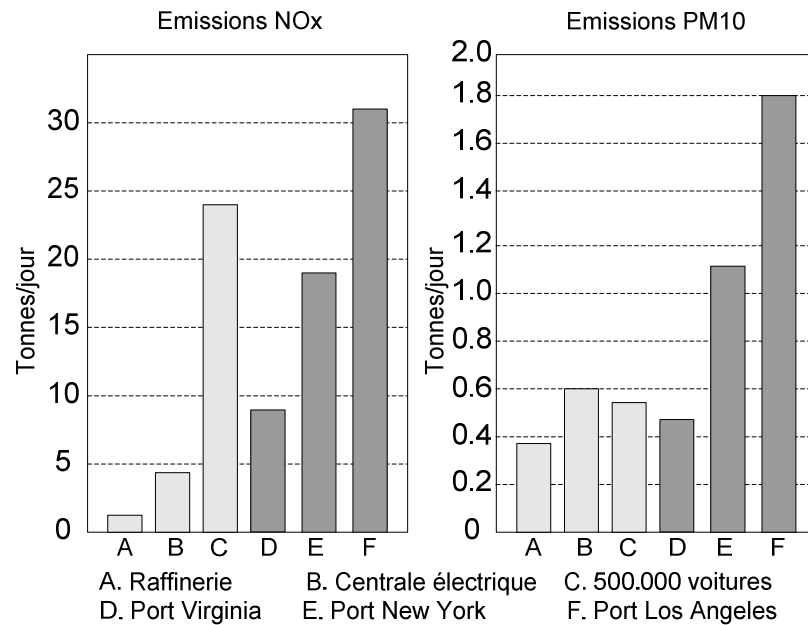


Figure I.2: Comparaison de la pollution émise par les ports avec celles émises par les raffineries, les centrales électriques et les automobiles

Conforme à la Figure I.2, la quantité des émissions polluantes dans le port de Los Angeles dépasse toutes les autres sources de pollution. Avec 31 tonnes par jour d'oxyde d'azote et 1.8 tonnes par jour des particules en suspension, le port de Los Angeles représente une source des substances nocives plus importante qu'un demi-million de voitures. Conscientes de l'impact majeur des émissions polluantes des navires, les autorités de réglementation focalisent de plus en plus leur attention sur cette problématique.

### I.1.2 Solutions de réduction des émissions polluantes des navires

Face à la pollution croissante dans les régions portuaires, une prise de conscience mondiale s'est faite à ce jour, pour développer un plan de diminution du taux d'émissions nocives des navires. Actuellement, il existe quatre principaux moyens de réduire la pollution liée au transport maritime:

- Utilisation des carburants à faible teneur en soufre : ce sont des combustibles plus coûteux - le risque aujourd'hui est de provoquer un report modal de la mer vers la terre, c'est-à-dire un retour vers la route ou d'autres moyens de transport plus polluants [RAP 13];
- Utilisation des carburants à base de gaz naturel liquéfié (GNL): un carburant d'avenir pour le transport maritime car il ne produit quasiment aucune émission d'oxyde de soufre et de particules, CO2 et très peu d'oxydes d'azotes. Le développement de cette solution est actuellement freiné par les difficultés liées à:
  - la capacité énergétique du gaz (à la moitié de celle du fuel);

- le stockage à bord des navires nécessite une attention particulière, l'infrastructure de l'approvisionnement est sous-développée;
  - le recours au GNL implique de modifier significativement les navires existants ou de renouveler les flottes [RAP 13].
- Utilisation des dispositifs d'épuration des gaz d'échappement (les scrubbers) : il s'agit de dispositifs permettant de filtrer les gaz d'échappement des moteurs et donc de réduire les quantités de soufre rejetées, quelle que soit la teneur en soufre du combustible utilisé. Cette technologie est encore en phase d'expérimentation à bord des navires, il n'y a pas encore suffisamment de systèmes testés, approuvés, pour garantir un résultat fiable [RAD 13] ;
- Le raccordement électrique des navires à quai : il s'agit de fournir de l'électricité à bord des navires par le réseau électrique du port au lieu de produire de l'électricité par les générateurs diesel des navires. Cela suppose d'arrêter les groupes internes des navires et d'alimenter leur réseau de bord en le raccordant au réseau électrique du port, permettant ainsi l'élimination d'émissions des navires pendant leur période à quai. Cette solution permet en outre de réduire la consommation de carburant d'origine fossile et nous épargne des nuisances sonores des moteurs diesel [RAD 13].

### **I.1.3 Evolution des réglementations et l'avènement de la solution de raccordement électrique à quai**

Les premières études à grande échelle des émissions polluantes au niveau mondial remontent en Europe de Nord, aux années 1970. L'Organisation Maritime Internationale (OMI) avait mis l'accent sur la façon de réduire l'impact sur l'environnement du transport maritime avec la MARPOL 73/78 (Convention internationale pour la Prévention de la pollution d'un navire de 1973, modifié par le Protocole de 1978) entrée en vigueur en octobre 1983. Le problème posé était le manque de normes industrielles concernant la solution technique destinée à diminuer la pollution. Près d'une décennie plus tard, la convention de l'OMI fut adoptée et entra en vigueur en 2005 (Directive 2005/33/EC).

Les avantages comparatifs du raccordement électrique des navires à quai et des technologies antipollution concurrentielles font débat sur plusieurs aspects : le profil d'exploitation du navire (la puissance installée, le temps passé à quai, la fréquence de passage), la fluctuation du prix du fioul par rapport à l'énergie électrique fournie par le réseau terrestre, le taux de réduction de la pollution régionale etc.

Il a fallu attendre 2006 pour que le sous-comité marin au sein du « Petroleum and Chemical Industry Committee of the IEEE Industry Applications Society » forme un groupe de travail sur le développement des normes relatives au raccordement électrique des navires à quai (IEEE P1713 Electrical Shore-to-Ship Connections). La portée du projet recouvrait toutes les composantes du système nécessaire au raccordement électrique de grands navires



commerciaux, incluant la fourniture d'énergie à quai, les briques de raccordement, les câbles de connexions et les systèmes de contrôle. En juillet 2011, l'OMI a renforcé la réglementation sur les émissions en adoptant un indice de la conception de l'efficacité énergétique obligatoire (EEDI) pour les nouveaux navires construits à partir de 2013 (2017-2019 pour les pays en développement). L'EEDI exige un niveau d'efficacité énergétique minimale pour les nouveaux navires et des technologies réduisant la consommation de carburant. L'Agence de Protection de l'Environnement (EPA) de l'État de Californie impose qu'en 2017, plus de 70% des navires d'une même flotte devront être alimentés par le réseau électrique terrestre pendant leur escale ; en 2020, ce chiffre passera à 80% [MAR 01]. L'évolution de la réglementation des organismes européennes et de la Californie est suivie par les réglementations d'autres États américains et des pays asiatiques. Vu l'importante attention portée au sujet de la pollution dans les zones portuaires et la réglementation imposée par les organismes internationaux, plusieurs ports ont été équipés avec des installations de raccordement des navires à quai. Le premier projet a été implémenté dans le port de Göteborg (Suède) en 2000, puis suivi dans ceux de Los Angeles, Long Beach, Oakland (USA), Rotterdam (Pays Bas), Antwerp (Belgique), Stockholm (Suède), Singapore (Singapore) etc.

Dans la littérature, plusieurs termes sont utilisés pour qualifier le raccordement électrique des navires aux réseaux d'alimentation électrique terrestres:

- En français, les expressions « Courant quai » et « Connexion électrique des navires à quai (CENAQ) » sont utilisées;
- En anglais, les expressions « Shore Connection », « OnShore Power Supply », « Cold Ironing » et « Alternative Maritime Power Supply - AMP » sont utilisées couramment.

### **I.2 État de l'art des systèmes de raccordement électriques des navires à quai**

La solution « Shore Connection » est une solution innovante adoptée dans différents ports à travers le monde comme une mesure appartenant au concept de «Green Ports». Le concept de «Green Ports» veut réaliser une gestion efficace de l'environnement pour réduire l'impact négatif sur l'écosystème et pour aide au développement économique au long des côtes.

C'est un procédé permettant au navire de brancher son système électrique sur une source d'alimentation à terre et d'éteindre ses alternateurs pendant toute la durée d'accostage (Figure I.3). Les charges du navire sont transférées à l'alimentation côté terre sans interruption de service à bord. Ainsi la substitution de la source du navire par le réseau à quai est une opération transparente pour les différents procédés à bord tel que l'éclairage, le chauffage, la climatisation, la réfrigération, etc.

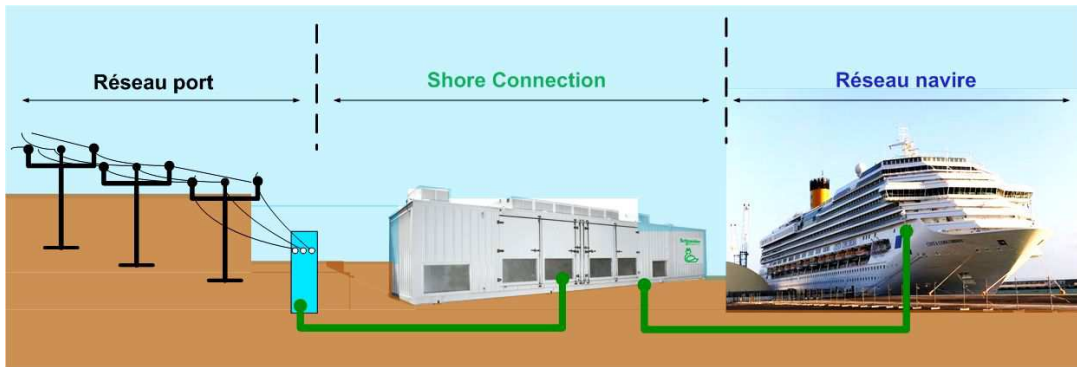


Figure I.3: Concept du raccordement des navires à quai

En septembre 2012, la toute première norme en matière de connexion électrique des navires à quai « IEC/ISO/IEEE 80005-1 Ed.1 : Utility Connections in Port – Part 1 : High Voltage Shore Connection (HVSC) Systems » est parue [IEC 05]. Cette norme définit l'architecture de l'interface entre la station à quai et le navire ainsi que les diverses exigences de construction, de conception et de compatibilité entre le réseau portuaire et le réseau du navire.

### I.2.1 Réseau du port

Les ports sont des aménagements de type industriels avec un réseau électrique propre. La Figure I.4 présente un exemple de l'emplacement d'un port américain. Ce port a une grande plateforme industrielle, mais aussi des quais commerciaux et touristiques.



Figure I.4: Plan d'un port américain [WEB 03]

La structure d'un réseau électrique portuaire a les caractéristiques d'un réseau de distribution moyenne tension (de 6.6 kV à 33 kV) généralement connectés à une régie en moyenne ou haute tension, dépendant du pays et de la situation géographique du port. La fréquence des réseaux électriques dans la plupart des régions du monde est de 50 Hz (Figure I.5).

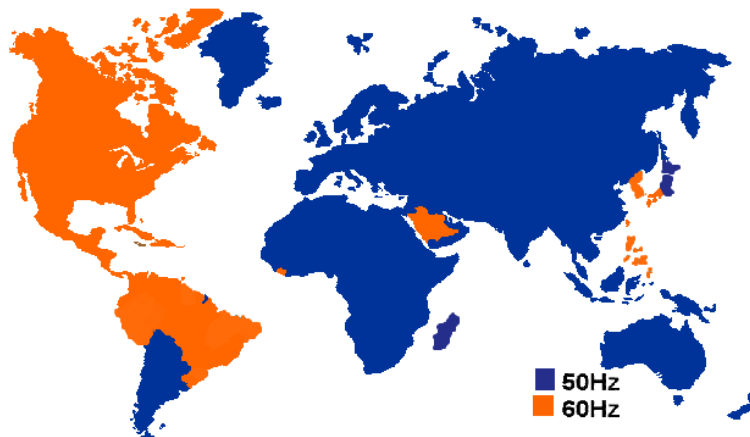


Figure I.5: Fréquences des réseaux électriques publics dans le monde [WEB 02]

Les contraintes sur le réseau de distribution du port pour l'installation d'un ou plusieurs systèmes Shore Connection sont:

- La disponibilité d'une réserve de puissance suffisante pour alimenter les systèmes Shore Connection et les autres charges du port;
- La capacité du réseau de distribution du port à alimenter les systèmes Shore Connection, c'est-à-dire de pouvoir permettre un point de raccordement avec la puissance et la qualité de tension requise.

Pour cela, des études électriques doivent être menées pour évaluer les impacts des systèmes Shore Connection sur le fonctionnement du réseau du port et de la régie électrique alimentant le port; ces impacts peuvent être:

- Les chutes de tension en régime permanent et transitoire dues aux systèmes Shore Connection;
- Les instabilités sur le réseau de la régie suite à des impacts de charges des systèmes Shore Connection;
- Les harmoniques en tension et en courant provoqués par le système Shore Connection ;
- Modification des courants de court-circuit, etc.

## I.2.2 Architecture du réseau électrique du navire

- *La topologie globale du système électrique d'un navire*

Le réseau électrique du navire (Figure I.6) est un système compact avec sa propre source d'alimentation (les alternateurs diesel) et une multitude de charges à alimenter. De manière générale, le système électrique d'un navire se compose de générateurs électriques connectés à un réseau de distribution alimentant des charges à divers niveaux de tension. La redondance du système est un facteur important de conception afin d'assurer la disponibilité et la sécurité du navire. La Figure I.6 montre à titre d'exemple l'architecture électrique globale d'un porte-conteneur avec ses générateurs à 6.6 kV.

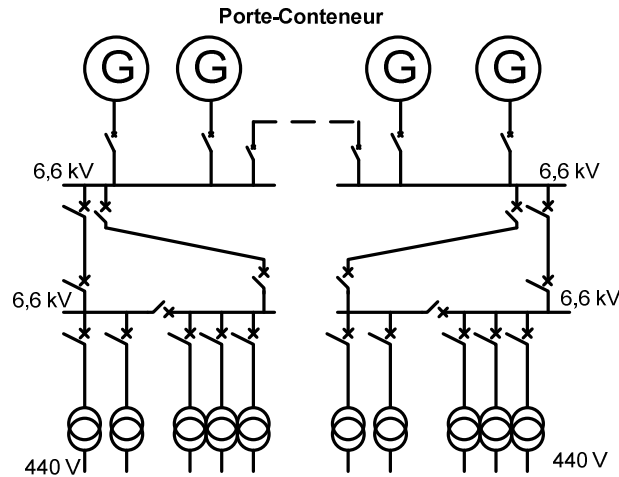


Figure I.6: Réseau électrique d'un porte-conteneur

#### ■ Les modes d'exploitation

En terme d'exploitation, un navire possède différentes modes d'exploitation selon l'activité du navire selon qu'il soit en mer, en phase d'accostage et à quai. Ces modes d'exploitation se définissent par l'utilisation de certaines charges électriques seulement et par une configuration du réseau de distribution et du nombre de générateurs électriques connectés.

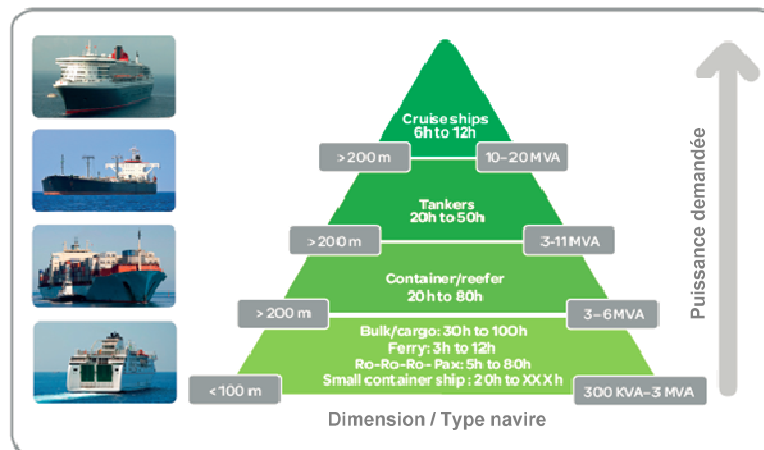


Figure I.7: Classification des navires [RAD 13]

Suivant le type de navire (Figure I.7), les périodes d'escale diffèrent:

- La plus élevée demande de puissance est réalisée par les navires de croisière (jusqu'à 20 MVA). Ce type de navire est caractérisé par un temps court d'accostage avec une forte demande de puissance. D'un autre côté, les ferries ont des systèmes de faible puissance, très souvent en basse tension. Leurs escales sont régulières et fréquentes, accostent au même quai ;
- Les porte-conteneurs détiennent une puissance élevée, n'ayant pas un emplacement au même quai lors de leurs escales ;
- Les navires Ro-Ro ont un temps d'escale long (24h et plus) ;
- Les pétroliers et les vraquiers ont une faible fréquence d'escale dans un même port.

▪ *Le niveau de puissance demandé à quai*

La puissance installée varie en fonction du type de navire de quelques kVA pour les petites bateaux jusqu'à 15-20 MVA pour les grandes navires de croisière. Ci-dessous, le Tableau I.1 indique une estimation approximative de la puissance électrique demandée par chaque type de navire en moyenne.

Type du navire	Puissance demandée
Navire de croisière	10 – 20 MVA
Porte-conteneur	5 – 7 MVA
Roulier (Ro-Ro en anglais)	1 – 6 MVA
Ferry	1 – 6 MVA
Vraquier	5 - 10 MVA
Pétrolier	5 - 7 MVA

Tableau I.1: Puissance électrique demandée par type de navire

▪ *Le niveau de tension de distribution du navire*

La majorité des navires opère à une tension de distribution de 440V, 6,6 kV ou de 11 kV dépendant de la puissance des générateurs et des charges du navire. Le Tableau I.2 donne la répartition du niveau de tension base ou moyenne selon le type de navire.

Type de navire	Basse tension	Moyenne tension
Navires de croisière		x
Ferries	x	x
Porte-conteneurs	x	x
Pétroliers	x	

Tableau I.2: Niveau de tension selon le type de navire [EFE 07]

▪ *La fréquence du système électrique du navire*

La majorité des navires fonctionnent à une fréquence de 60 Hz. Néanmoins, un pourcentage non-négligeable des navires disposent des générateurs qui fonctionnent à 50Hz (Figure I.8).

Par exemple, la quasi-totalité des navires effectuant des trajets transocéaniques sont alimentés en 60 Hz (c'est le cas pour 94% des navires transocéaniques faisant escale au port de Rotterdam). A contrario, la proportion du 60 Hz n'est que de 37% à Rotterdam pour les navires de transport maritime courte distance et de 50% pour une sélection aléatoire de 300 navires faisant escale dans ce port [EFE 07].

Type navire	BT	MT	50 Hz	60 Hz
Porte-conteneur < 140m	100%	0%	63%	37%
Porte-conteneur > 140m	88%	12%	6%	94%
Roulier	100%	0%	30%	70%
Pétrolier	100%	0%	20%	80%
Navire de croisière<200m	100%	0%	36%	64%
Navire de croisière>200m	12%	88%	0%	100%

Figure I.8: Fréquences et tension pour les navires [RAD 13]

### I.2.3 Définition du besoin d'une connexion à quai

Les principaux critères que permettent de caractériser les besoins pour une connexion électrique par un navire à quai dans un port donné sont :

- Le niveau de puissance demandée par le navire :
  - La station à quai ainsi que le réseau amont du port doivent être en mesure d'alimenter le navire et donc de fournir la capacité nécessaire ainsi que la qualité de la tension requise.
- Le niveau de tension de la connexion quai/navire:
  - Historiquement, les installations à quai ont été construites pour alimenter les navires avec des câbles basse tension. Suivant la puissance demandée, un ou plusieurs câbles en parallèle sont nécessaires. Compte tenu de la limite technique à paralléliser les câbles basse tension, l'augmentation de la puissance installée des navires a mené à élever la connexion en moyenne tension lorsque le navire demande une puissance supérieure à 1MVA.
- La fréquence demandée par le navire:
  - Compte tenu de la répartition du niveau de fréquence dans le monde et de l'éventuelle incompatibilité que peut apparaître au moment de la connexion électrique du navire à quai, certaines installations Shore nécessitent un équipement capable de convertir la fréquence du réseau du port pour l'adapter à la fréquence demandée par le navire.
- La fréquence et la durée d'accostage du navire:
  - Le système de raccordement à quai étant, en certains cas, une installation mobile, la fréquence et la durée des périodes de service et d'arrêt constituent des facteurs important pour la conception de l'installation.

Pour des questions d'interopérabilité des stations de connexion à quai avec différents navires, la norme de l'installation Shore Connection [IEC 05] veille à la compatibilité entre les deux systèmes coté quai et coté navire en imposant des exigences techniques de part et d'autre.

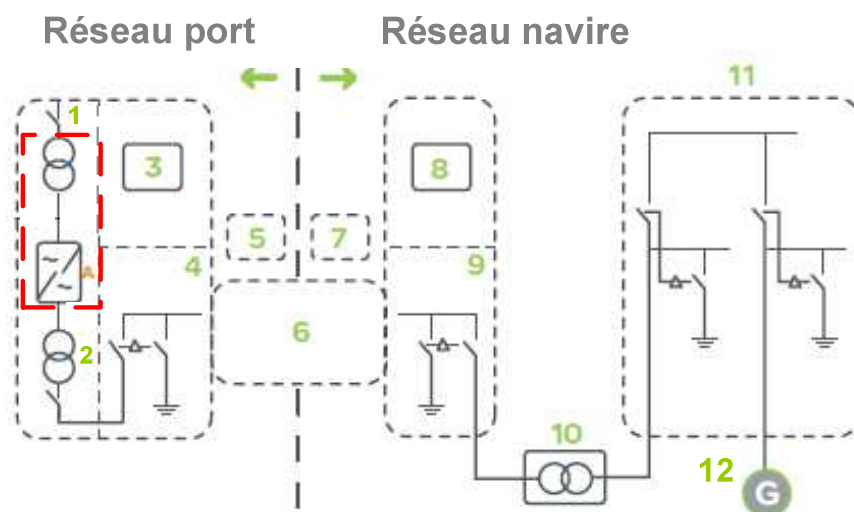
On peut distinguer 2 grands critères que sont:

- La nécessité d'utiliser ou non des convertisseurs de fréquence;
- Le niveau de tension de la liaison quai/navire qui peut être 400/440/690 V en basse tension et 6.6/11 kV en moyenne tension.

Les travaux de cette thèse se sont focalisés sur les installations avec une connexion moyenne tension, c'est-à-dire pour des navires de puissance supérieure à 1MVA. Pour simplifier le terme utilisé au long de cette thèse, le système « Shore Connection » sera nommé le système « Shore ».

### I.2.4 Architecture d'un système Shore moyenne tension

L'architecture d'un système Shore moyenne tension est schématisée sur la Figure I.9.



1. Connexion à moyenne tension au réseau portuaire
2. Transformateur d'isolement côté port
3. Système de protection de l'installation Shore
4. Interrupteur côté quai
- 5.6.7. Connexion Shore-Navire: Câble MT, bornes de connexion MT, câbles de communication et contrôle etc.
8. Système de protection du navire
9. Disjoncteur côté navire
10. Transformateur (abaisseur ou élévateur – quand la tension à quai diffère de la tension du navire)
11. Disjoncteur principal du réseau de navire
12. Générateur navire

Figure I.9: Solution technique de raccordement moyenne tension

Le système Shore inclut les éléments suivants:

- une connexion au réseau portuaire (1),
- une option de conversion de fréquence lorsque la fréquence du navire diffère de celle du réseau du port, qui peut potentiellement offrir une fonction de compensation de facteur puissance dans la mesure où le convertisseur statique prélève un courant à facteur de puissance égal à 1 (A),
- un transformateur (2) avec une double propriété d'adapter le niveau de tension pour la connexion avec le navire et d'assurer l'isolement galvanique côté port,



- un tableau moyenne tension de sortie (4) permettant la consignation de l'installation lors des périodes de manutention du câble et des prises moyenne tension,
- des systèmes de protection (3), de contrôle commande et de communication (6,7) permettant d'assurer la sécurité des personnes et des biens ainsi que l'automatisation des séquences de connexion et déconnexion. La connexion des systèmes Shore-Navire est accomplie avec deux disjoncteurs à moyenne tension: un disjoncteur de côté du port (4) et un autre du côté navire (9).

Respectivement, coté navire, se trouve:

- Un tableau moyenne tension de sortie (9) permettant la consignation de l'installation lors des périodes de manutention du câble et des prises moyenne tension,
- Le navire peut disposer d'un transformateur spécialement installé (10) dans son système électrique pour adapter la tension avec le réseau portuaire,
- Des systèmes de protection, de contrôle-commande et de communication permettant d'assurer la sécurité des personnes et des biens ainsi que l'automatisation des séquences de connexion et déconnexion.

### I.2.5 Mode de fonctionnement

La fonction d'un système Shore est d'alimenter un navire lorsqu'il est à quai, ce qui implique la connexion via un câble mobile moyenne tension. Pour cela, des séquences de connexion et de déconnexion (Figure I.10) bien définies permettant la manutention du câble moyenne tension en toute sécurité ainsi que le basculement de source, des générateurs du navire au système Shore et vice versa, sans coupure pour les charges du navire.

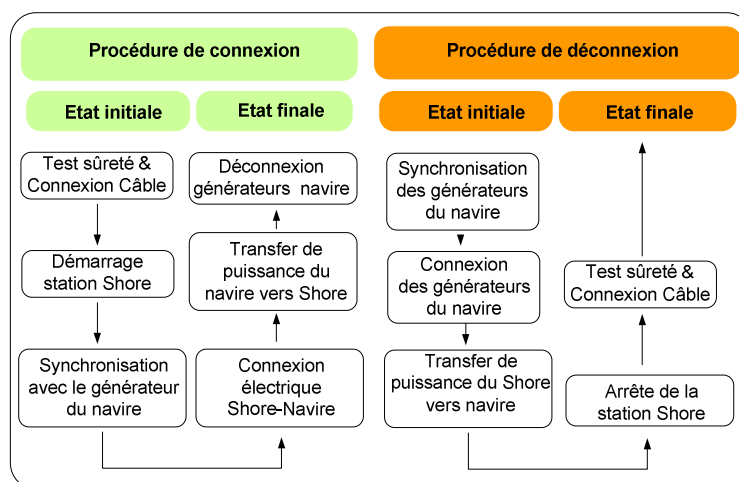


Figure I.10: Séquences de connexion et déconnexion

La connexion du système embarqué d'un navire avec l'installation Shore est effectuée sans interruption par la synchronisation et le fonctionnement en parallèle de la station Shore avec le générateur du navire. Les points clé d'une séquence de connexion sont:

- Consignation du câble MT et de la prise MT pendant les phases de manutention des équipements MT (câble MT et prise MT) en sectionnant;



- Une fois la connexion du câble effectué ainsi que la déconsignation de ce dernier, le démarrage de la station Shore est effectué pour énergiser le câble MT;
- Avec le câble énergisé, le navire est capable de synchroniser la tension de ses générateurs à celle de la station Shore.

La synchronisation est effectuée manuellement ou automatiquement (Figure I.11), de la façon suivante:

- L'amplitude de la tension est réglée via le courant d'excitation du générateur de bord;
- La fréquence et la phase sont réglées par ajustement de la vitesse de rotation de ce même générateur;

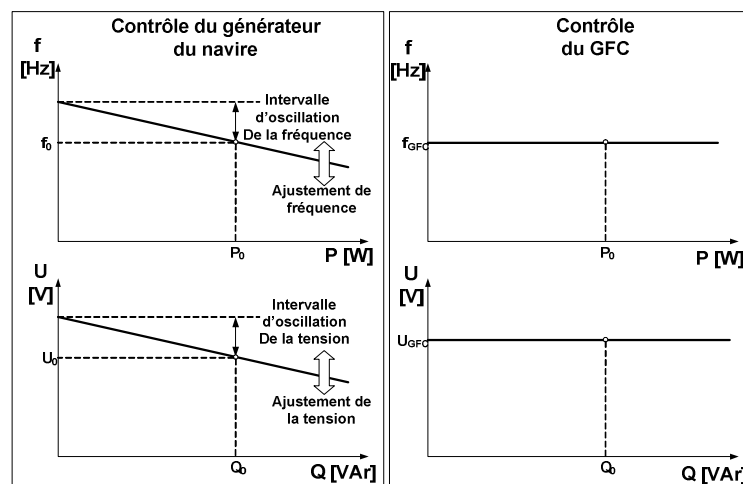


Figure I.11: Synchronisation Shore-Navire [MEG 13]

- Couplage Shore-Navire;
- Transfer de charges des générateurs vers la station Shore [MEG 13], puis déconnexion des générateurs lorsqu'ils ne débitent qu'un faible courant.

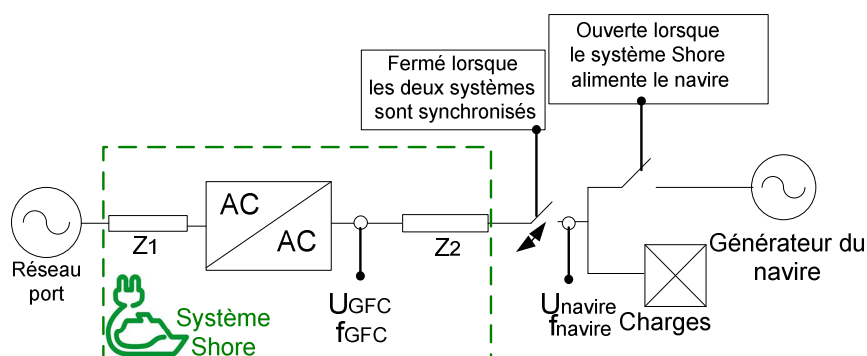


Figure I.12: Schéma électrique de l'opération de mise en parallèle du système Shore avec le navire

### I.2.6 Challenges techniques de la solution « Shore Connection »

Les challenges techniques de la connexion des navires électriques à quai sont:

- La compatibilité des systèmes Shore et Navire, c'est-à-dire que le système Shore et Navire peuvent être connectés et fonctionnent correctement;
- Et l'interopérabilité des systèmes, c'est-à-dire qu'un navire puisse se connecter dans différents port et qu'une installation Shore puisse se connecter à différents navires.

Pour garantir la compatibilité ainsi que l'interopérabilité, la norme IEC/ISO/IEEE 80005-1 [IEC 05] définit, pour chacun des systèmes électriques Shore et Navire, des exigences techniques à satisfaire. Une de ces exigences concerne la sélectivité des protections : la norme stipule que l'installation Shore soit capable de faire déclencher la protection de la plus grande charge sur le navire. Dans le cas d'un système Shore avec conversion de fréquence, le courant de court-circuit en aval de la station Shore est limité par les convertisseurs statiques en amplitude et en temps. Ainsi une attention particulière doit être accordée aux protections à maximum de courant de phase (code ANSI 50/51 [ANS 50]). Pour la protection ANSI 50/51, la grandeur mesurée est le courant, ce type de protection étant utilisée pour détecter les surintensités monophasées, biphasées ou triphasées. Lorsqu'un, deux ou trois des courants concernées dépassent la consigne correspondant au seuil, la protection devient active et déclenche [JEC 11].

La Figure I.13 représente le plan de protection du système Shore-Navire concernant les défauts entre phases. En déclinant l'exigence normative, en cas de défaut en aval de la protection D, le système Shore doit être capable de faire déclencher la protection D, c'est-à-dire:

- D'une part, le système Shore doit être capable de délivrer un courant de court-circuit suffisant (amplitude et temps) pour faire déclencher la protection D;
- D'autre part, la protection A ne doit pas déclencher avant la protection D.

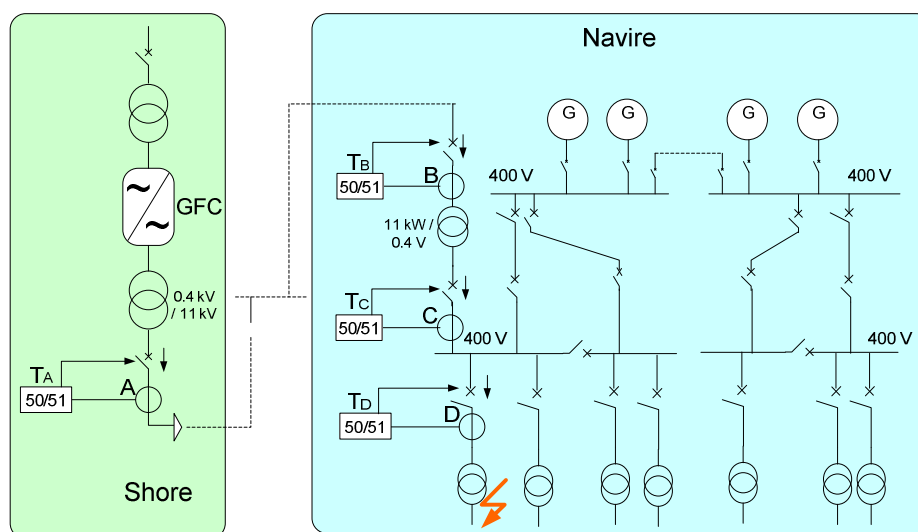


Figure I.13: Protections ANSI 51/50 dans un système Shore-Navire

Cela se traduit par un graphe de sélectivité comme mentionner sur la Figure I.14 a), où la courbe de la protection A est à droite de la courbe D et où le courant maximum de court-circuit de la station Shore est supérieur à un seuil en courant de la protection D.

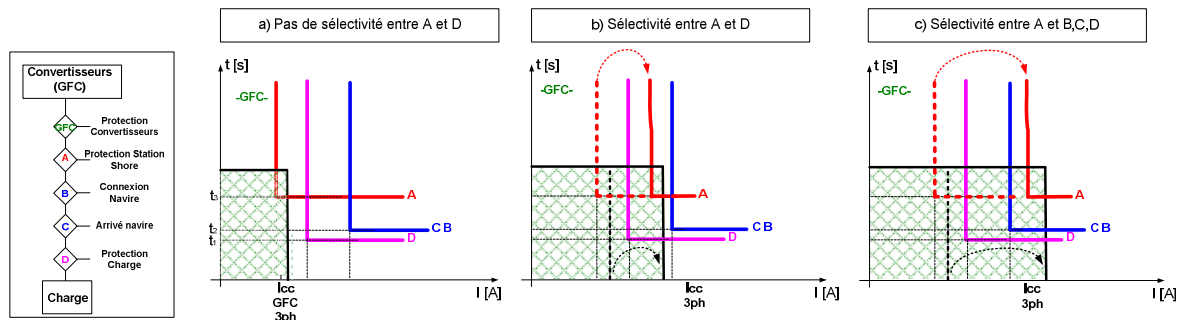


Figure I.14: Graphe de sélectivité du système Shore-Navire pour les défauts entre phases

Dans certains cas, le navire souhaite une sélectivité plus importante en considérant non seulement les protections A et D, mais aussi les protections C et B par exemple. Dans ce cas, représenté sur la Figure I.14 c), les exigences en termes de capacité de court-circuit pour la station Shore, sont plus exigeantes.

### I.3 Problématique de la thèse: comment assurer la sélectivité des protections du système Shore – Navire

La sélectivité du système Shore-Navire est une problématique très importante. Dans certain cas, pour satisfaire les exigences de sélectivité, le courant de court-circuit demandé de la station Shore n'est pas suffisant, la capacité des convertisseurs étant limité. Pour cela, une solution basique est de surdimensionner le nombre de convertisseurs pour disposer d'un courant de court-circuit suffisant. Cette option implique des coûts supplémentaires, en ajoutant des modules d'équipements d'électronique de puissance utilisés uniquement pour les cas d'apparition du court-circuit. Par contre, cette solution a l'avantage d'améliorer la capacité de la station Shore à démarrer des moteurs en direct.

#### I.3.1 Quelques pistes pour augmenter le courant de court-circuit du système Shore

Comme nous avons pu le constater, l'intégration des convertisseurs de fréquence entre le réseau portuaire et le navire apporte au système une limitation en courant, qui peut mettre en difficulté la sélectivité des protections. Cette situation donne lieu à la problématique singulière qui est d'augmenter le courant de court-circuit d'une source lorsque, la problématique générale des installations électriques classiques est de réduire ce niveau de courant de court-circuit. Dans ce contexte, le travail de recherche présenté dans cette thèse aborde une nouvelle perspective en proposant des solutions pour renforcer le courant de court-circuit du système Shore sans impliquer le surdimensionnement du nombre de convertisseurs de fréquence. L'idée principale est l'ajout d'un équipement commandé lors du court-circuit pour fournir un courant additionnel comme représenté sur la Figure I.15.

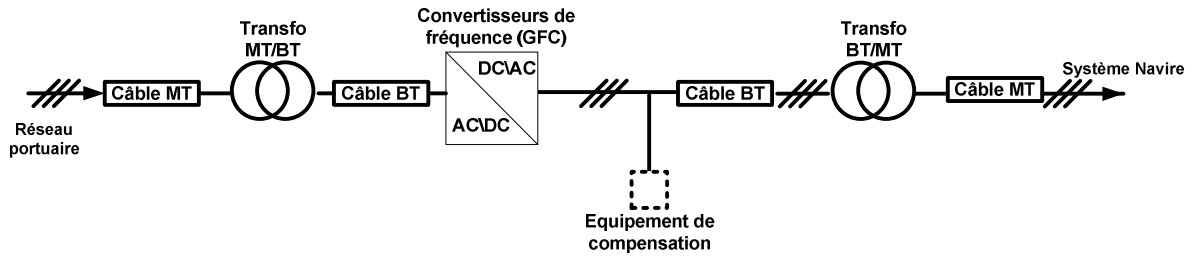


Figure I.15: Système Shore avec l'équipement de compensation du courant de court-circuit

## I.4 Conclusions

Ce chapitre, sur les systèmes de raccordement à quai des navires, a eu pour but la familiarisation du lecteur avec ce nouveau concept d'alimentation électrique des navires via le réseau de distribution portuaire.

Tout d'abord, les contraintes existantes pour l'implémentation de ces systèmes, d'une part créées par l'émission des gazes nocives et d'autre part par les normes techniques internationales, ont été présentées.

La qualité d'air dans les régions portuaires est le principal aspect qu'intervient dans la proposition du concept de l'alimentation à quai de navires. Le niveau très élevé de l'émission toxique éliminée par les génératrices électriques des navires pendant l'accostage a été mis en discussion dans la dernière période par les organismes internationaux. L'alimentation à quai des navires vient donc comme une solution viable pour diminuer la pollution dans les grands ports.

Dans une deuxième partie, l'architecture d'un système de raccordement des navires à quai, avec ces options sans ou avec conversion de fréquence, a été étalée. La construction d'un système unitaire, en reliant deux ensembles complexes comme le réseau électrique du port et le réseau du navire, est une tâche techniquement réalisable mais demandant une attention spéciale aux contraintes imposés par les normes et par les consommateurs. La sélectivité des protections du système à quai et du système de navire est un de ces aspects que devons être étudié pour assurer un bon fonctionnement du réseau.

Le système d'alimentation à quai respecte le plan de protection du navire en utilisant un nombre d'unités de convertisseurs avec une puissance supérieure à la puissance nominale. Le surdimensionnement du système Shore résoudra le besoin en courant de court-circuit du navire. Néanmoins, des autres solutions alternatives au surdimensionnement du système Shore vont être cherchées. Ces équipements vont être étudiés et en fonction des caractéristiques techniques et d'investissement prévu pour la mise en place, une solution va être proposée.

Avant d'analyser les solutions d'augmentation du courant de court-circuit, le chapitre suivant est dédié à la modélisation électrique d'un système Shore-Navire.



## ***Chapitre II. Modélisation et simulation de l'ensemble du système Shore-Navire***



## **Sommaire du chapitre II**

Chapitre II. Modélisation et simulation de l'ensemble du système Shore-Navire.....	25
II.1 Introduction .....	29
II.2 Description du système étudié.....	29
II.3 Modélisation du convertisseur de fréquence (GFC) .....	30
II.3.1 Architecture du GFC.....	30
II.3.2 Comportement du GFC.....	32
II.3.3 Besoins de la modélisation.....	33
II.3.4 Modélisation retenue.....	34
II.4 Modélisation du transformateur BT/MT et les câbles du système Shore.....	36
II.4.1 Modélisation du transformateur BT/MT.....	36
II.4.2 Modélisation des câbles BT et MT .....	38
II.5 Simulation du système Shore en régime nominal et en régime perturbé .....	39
II.5.1 Implantation des modèles .....	39
II.5.2 Validation du système.....	39
II.6 Modélisation du réseau de bord de navire.....	41
II.6.1 Architecture du système électrique du navire lors d'une connexion à quai.....	42
II.6.2 Modélisation des charges de navire – application de la méthode d'agrégation.....	43
II.6.2.1 Théorie de l'agrégation des moteurs asynchrones.....	44
II.6.2.2 Validation de la méthode d'agrégation utilisée .....	47
II.6.3 Simulation du système Shore-Navire en régimes transitoires .....	51
II.6.3.1 Caractéristiques du système embarqué du navire.....	51
II.6.3.2 Régimes transitoires .....	52
II.7 Conclusion.....	55





## II.1 Introduction

Afin d'étudier les solutions d'augmentation du courant de court-circuit, il est nécessaire de simuler le système Shore-Navire en régime de court-circuit. Pour cela, une modélisation électrique de l'ensemble du système doit permettre de représenter le comportement de la station Shore alimentant le réseau de bord du navire en régime nominal puis en régime de court-circuit. En considérant d'une part les convertisseurs de fréquence coté Shore et d'autre part le réseau de bord du navire, la complexité du système impose des simplifications afin d'établir un modèle viable pour la simulation numérique. Avant de détailler les modèles de la station Shore et du réseau du navire, on doit décrire le système que l'on souhaite modéliser.

## II.2 Description du système étudié

L'architecture de base d'un système «Shore Connection» avec conversion de fréquence, proposé par Schneider Electric et choisie comme référence pour l'ensemble des études présentées, est présentée dans la Figure II.1.

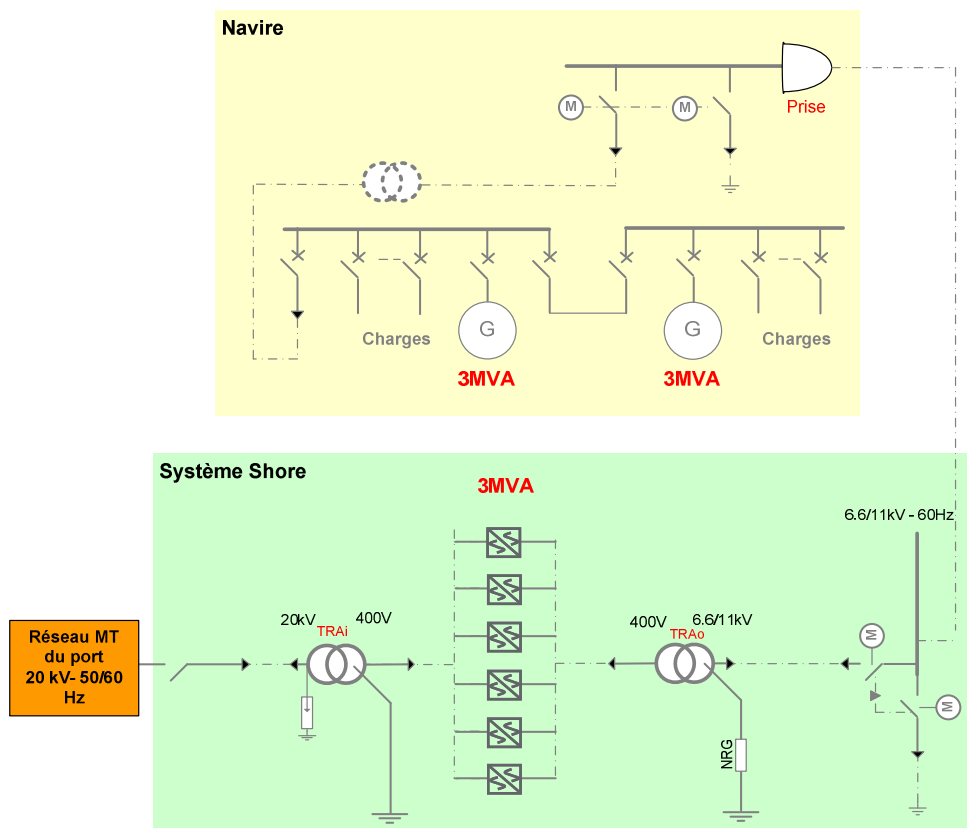


Figure II.1: Architecture typique du système «Shore Connection» [RAD 13]

L'installation «Shore Connection» est un système qui se substitue aux générateurs électriques du navire pendant la durée de son accostage. L'architecture du système Shore-Navire se compose donc :

- Du point de l'alimentation du système Shore qui peut être un poste de livraison d'une régie moyenne tension ou un départ du réseau électrique de distribution du port ( $> 1$  kV et  $< 50$  kV);
- Du système Shore comportant un tableau MT de connexion au réseau du port, un transformateur abaisseur MT/BT, plusieurs unités de conversion de fréquence BT en parallèles, une transformateur élévateur BT/MT, un tableau MT de sortie et enfin le câble de raccordement MT équipé d'une fiche MT;
- Du système électrique du navire comportant deux tableaux principaux où sont connectés les générateurs électrique du navire, les départs vers les diverses charges ainsi qu'un départ vers le tableau MT dédié à la connexion à quai.

Le bloc des convertisseurs de fréquence (GFCs) interface le réseau portuaire à 50 Hz avec celui du navire (60Hz). Ce bloc de conversion contient plusieurs modules connectés en parallèle. Leur nombre est en accord avec la puissance électrique du système d'alimentation à quai. Sachant que les équipements considérés fonctionnent à basse tension, la transformation du niveau de tension est indispensable. Le bloc de convertisseurs est encadré par deux transformateurs : un transformateur abaisseur (moyenne tension – basse tension) et un transformateur élévateur (basse tension- moyenne tension). En conformité avec la norme internationale pour les systèmes électriques d'alimentation des navires à quai [IEC 05], la connexion Shore-Navire est faite à moyenne tension (de 6.6 kV ou 11 kV). L'architecture présentée antérieurement alimente le navire de 3MVA avec une tension de 11 kV.

## **II.3 Modélisation du convertisseur de fréquence (GFC)**

### **II.3.1 Architecture du GFC**

Le convertisseur de fréquence statique (anglais, Grid Frequency Converter - GFC) utilisé dans le système Shore est un dispositif d'électronique de puissance qui convertit la tension électrique d'une fréquence à une autre. Ce dispositif est basé sur une technologie de double conversion.

La topologie du convertisseur de fréquence est présentée (GFC) ci-dessous (Figure II.2):

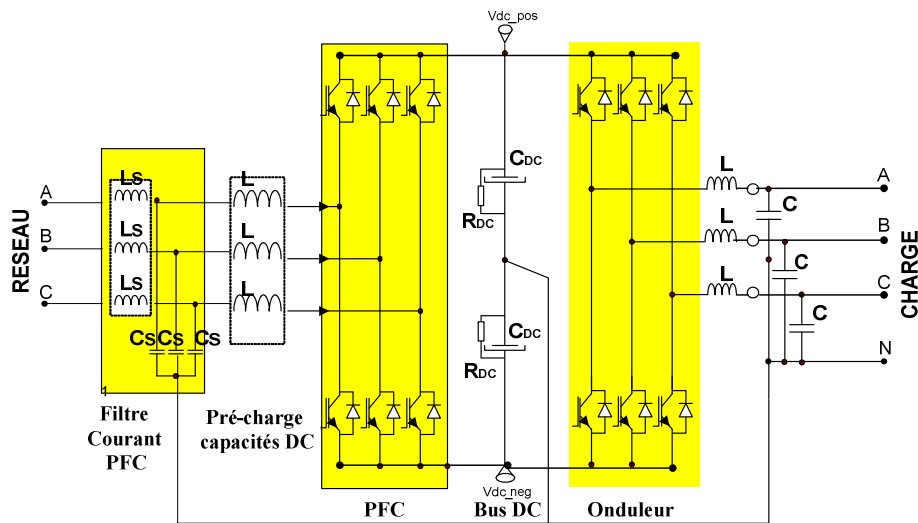


Figure II.2: Topologie du convertisseur de fréquence (GFC)

La double conversion est effectuée en permanence : une conversion de l'alternatif vers le continu (AC/DC), suivie d'une conversion opposée (DC/AC). La charge est complètement découplée du réseau d'alimentation par un bus de tension continu. Vu du navire, les GFC se comportent comme une source de tension. Le courant de sortie du GFC est proportionnel à la puissance fournie à la charge [RIZ 11] et comportera les composantes harmoniques de cette dernière. La technologie employée pour les deux étages de conversion est à base d'IGBT commandés en MLI.

▪ **Le convertisseur AC/DC**, de type redresseur PFC (anglais «Power Factor Corrector») ou correcteur du facteur de puissance, permet de réguler la tension du bus DC du GFC. Il permet aussi d'avoir un facteur de puissance le plus proche de un sur le courant prélevé coté port. Le facteur de puissance FP (anglais, Power Factor) est égal au rapport entre la puissance active (P) et la puissance apparente (S) [ABD 10].

$$FP = \frac{P}{S} \quad (II.1)$$

Notons que le vocable «facteur de puissance unitaire» désigne en fait un prélèvement sinusoïdal, ce qui fait que l'on s'éloignera du facteur de puissance unitaire si le taux de distorsion harmonique de la tension du réseau est significatif. Le convertisseur PFC est constitué de deux structures boost alimentant chacune un demi-pont capacitif, selon l'alternance positive ou négative [ABD 10].

▪ **Le convertisseur DC/AC**, de structure onduleur permet de transformer la tension continue dans une tension alternative. Ce convertisseur est alimenté par la tension continue délivrée par le PFC. Les condensateurs de filtrage ont une tension continue régulée de 400 V, ce qui permet une poursuite de courants sinusoïdaux à partir du réseau alternatif 230/400V. Ce convertisseur est également équipé de systèmes de protection (court-circuits, surtensions, etc.). La limitation du courant de sortie est une fonction essentielle dans notre

étude, elle sera caractérisée par le seuil de déclenchement, mais aussi par le rapport courant de défaut versus tension délivrée.

### II.3.2 Comportement du GFC

Le GFC peut se retrouver dans trois situations en fonction de la puissance de sortie demandée par la charge. Le comportement programmé du GFC est montré dans la Figure II.3, selon la situation considérée :

- Le premier cas («zone nominale») correspond à un fonctionnement nominal lorsque le GFC fournit un courant inférieur ou égal au courant nominal et où la tension est régulée à sa valeur nominale ;

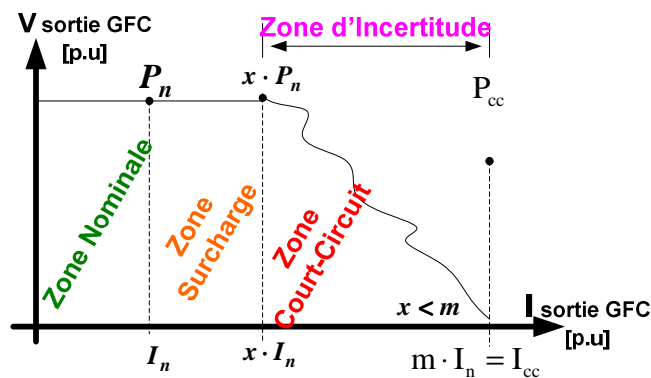


Figure II.3: Zone de fonctionnement du GFC

- La deuxième situation («zone surcharge») correspond à un fonctionnement en surcharge, le GFC doit fournir plus de courant jusqu'à  $x \cdot I_n$ . Dans cette configuration, la tension est encore contrôlée à sa valeur nominale par contre le temps de fonctionnement du GFC est limité comme présenté dans la Figure II.4 ;

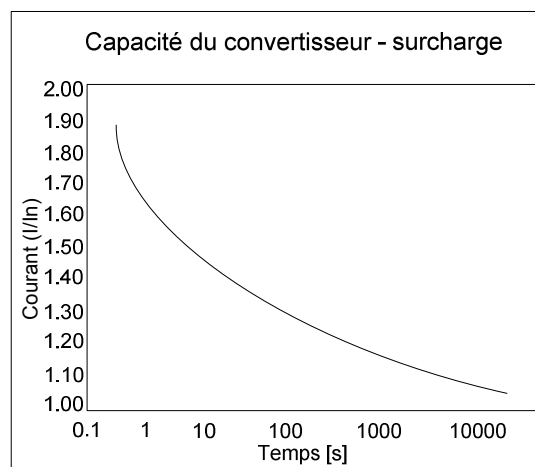


Figure II.4: Profil du courant du convertisseur en surcharge

- La dernière situation («zone court-circuit») correspond au fonctionnement en court-circuit. Le courant de sortie en court-circuit est défini par l'atteinte du courant d'une valeur crête limitée. En effet, pour respecter les contraintes sur les IGBT, la régulation de l'onduleur embarque une limitation en courant comme mentionnée sur la Figure II.5.

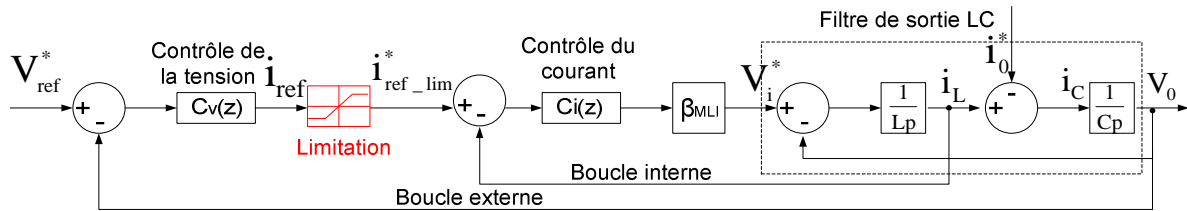


Figure II.5: Synoptique de la régulation du convertisseur

Le courant de référence  $i_{ref}$  avant de rentrer dans la boucle de contrôle du courant passe par une étape de limitation de sa valeur efficace. Cette limitation est imposée par les caractéristiques électrodynamiques et thermiques des interrupteurs statiques de puissance du convertisseur. Le courant est écrêté à une valeur imposée pour une courte période de temps et si le défaut n'est pas éliminé, les protections du convertisseur arrêtent le système.

La forme du courant de court-circuit n'est alors plus sinusoïdale, mais ressemble plutôt à un signal écrêté (Figure II.6).

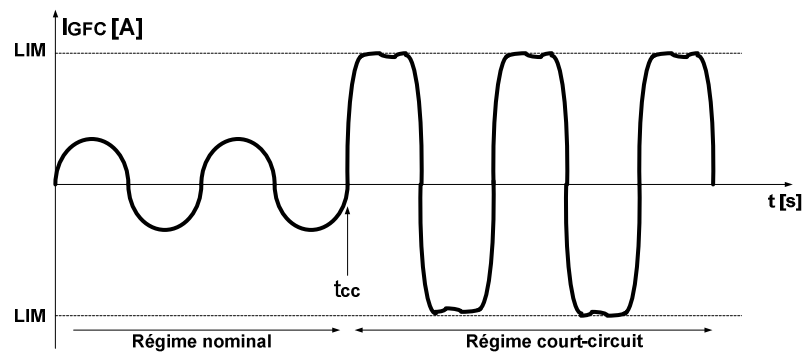


Figure II.6: Courant sortie GFC

### II.3.3 Besoins de la modélisation

Comme il a été mentionné dans le chapitre I, l'objectif premier est d'établir une modélisation électrique permettant la simulation de scénarios de court-circuit. La modélisation électrique du convertisseur de fréquence doit donc être suffisamment pertinente pour représenter la dynamique d'un court-circuit d'une durée comprise entre 20 et 800 ms, mais suffisamment simple pour ne pas alourdir la modélisation globale du système Shore-Navire.

La structure du convertisseur de fréquence, ainsi montrée antérieurement, contient un redresseur et un onduleur. Ces deux composants sont d'abord modélisés sous forme de modèles topologiques.

Un modèle topologique ou «exact» d'un convertisseur d'électronique de puissance est un modèle qui prend en compte les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs [BAC 13], [BAC 14], [BAC 94]. Ce type de modélisation est adapté à la phase de développement du produit et leur but est d'aider à l'analyse des comportements des GFCs et au réglage des étages de contrôle-commande. Néanmoins, une fois que l'étude s'écarte de la structure interne du GFC et s'oriente vers l'étude de dynamiques du réseau, les modèles moyens prennent en général le relai. En effet, sachant que les phénomènes transitoires proposés dans cette thèse sont des événements dont la constante de temps est de l'ordre de la dizaine de millisecondes jusqu'à la seconde, la simulation d'un modèle exact peut être problématique compte tenu des pas de temps des simulations. En effet, nous proposons une nouvelle architecture du GFC avec une représentation à base du modèle moyen. Le modèle «moyen» est le modèle qui reproduit le comportement moyen entre deux commutations.

Le modèle complet alourdit beaucoup la simulation sans apporter d'informations supplémentaires significatives aux études du réseau global: la simulation du modèle complet est faite avec un pas de temps de simulation de  $t_{s1} = 1\mu s$ , contrairement au modèle simplifié que relâche la contrainte du pas de simulation qui peut être de l'ordre de 100  $\mu s$  (ici à  $t_{s2} = 66,7\mu s$ ).

Une autre démarche, dans le but de simplifier la structure du GFC, est représentée par la simplification de l'architecture du convertisseur. Vu la structure du GFC et son comportement pendant le régime de court-circuit, nous proposons de modéliser uniquement le convertisseur de sortie DC/AC en lieu et place de la structure complète. Nous choisissons d'utiliser cette hypothèse étant donné que:

- Le convertisseur PFC peut assurer un facteur de puissance unitaire à l'entrée du GFC et maintenir une tension stable sur le bus DC, ce bus peut être donc considéré comme une source parfaite vue de l'onduleur ;
- Le convertisseur de sortie DC/AC est la partie du GFC qui impose le comportement du système pendant un régime de court-circuit au niveau du navire, donc il représente la partie indispensable dans la modélisation du GFC (limitation du courant de court-circuit) .

En partant ainsi de la structure complexe d'un GFC, nous arrivons au modèle moyen d'un onduleur de tension. De nombreux travaux portent sur la modélisation des onduleurs de tension [BOS-01]. Parmi ceux-là, d'importantes briques ont été posées au laboratoire G2ELab [AND 09], [EXT 03], [GOM 05].

### II.3.4 Modélisation retenue

Compte tenu de ce qui a été dit plus haut, la structure du GFC retenue pour nos études transitoires est représentée par l'étage de sortie du convertisseur de fréquence, la partie DC/AC.

Le convertisseur est construit comme une source de courant avec un filtre de sortie RC (Figure II.7). Cette structure nous aide à mieux représenter la caractéristique du GFC pendant le régime de court-circuit: le modèle proposé met l'accent sur le contrôle du courant de sortie du convertisseur.

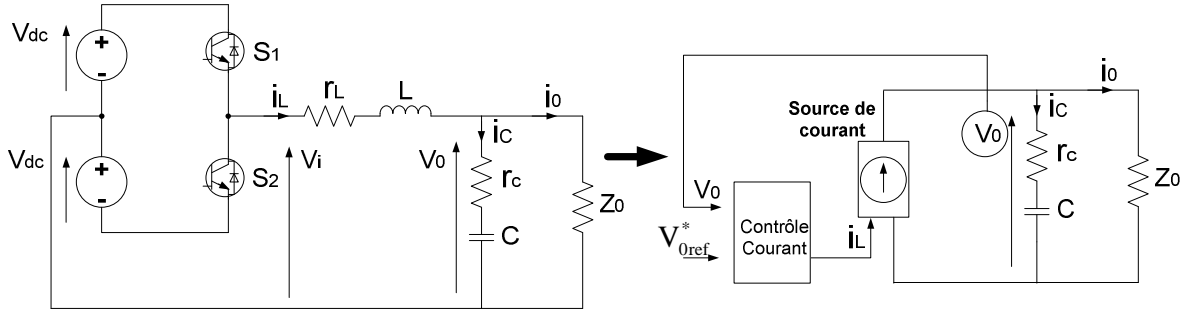


Figure II.7: Schéma équivalent monophasé du convertisseur DC/AC

Les équations qui décrivent le modèle en monophasé de l'onduleur sont:

$$r_L \cdot i_L(t) + L \cdot \frac{d \cdot i_L(t)}{dt} = V_i(t) - V_0(t) \quad (\text{II.2})$$

$$C \cdot \frac{d}{dt} V_0(t) = (i_L(t) - i_0(t)) + r_c \cdot C \cdot \frac{di_L(t)}{dt} - r_c \cdot C \cdot \frac{di_0(t)}{dt} \quad (\text{II.3})$$

En appliquant la transformation du Laplace, les équations (II.2) et (II.3) devient:

$$\begin{cases} i_L = \frac{V_i - V_0}{L \cdot s + r_L} \\ V_0 = \frac{i_L - i_0}{C \cdot s}, \quad \text{si } r_c \text{ est négligé} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Le courant  $i_L$  ainsi obtenu est la référence de la source du courant du convertisseur. La tension  $V_0$  est la tension mesurée en sortie du convertisseur et l'inconnue de ces équations est la tension interne du convertisseur  $V_i$ .

En supposant les interrupteurs  $S_1$  et  $S_2$  complémentaires et étant donné le rapport cyclique  $\alpha$ ,  $0 \leq \alpha \leq 1$  pour le commutateur  $S_1$ , la tension simple interne  $V_i$  en fonction de l'amplitude de la tension du bus continu, on aboutit au modèle moyen [EXT 03]:

$$V_i = \frac{(\alpha \cdot T_s \cdot V_{DC} - (1 - \alpha) \cdot T_s \cdot V_{DC})}{T_s} \quad (\text{II.5})$$

Où  $T_s$  est la période de commutation.

$$V_i = (2 \cdot \alpha - 1) \cdot V_{DC} \quad (\text{II.6})$$

Si on considère que  $\beta = 2 \cdot \alpha - 1$ ,  $-1 \leq \beta \leq 1$

$$\text{Alors, } V_i = \beta \cdot V_{DC} \cdot \quad (\text{II.7})$$



La régulation du convertisseur mise en place se base sur le principe de deux boucles imbriquées:

- une boucle externe lente pour le contrôle de la tension,
- une boucle interne rapide pour contrôler le courant.

La tension de référence  $V_{0ref}$  est obtenue en partant de la tension du bus DC ( $V_{DC}$ ) considérée stable, ayant une valeur imposée, fixe.

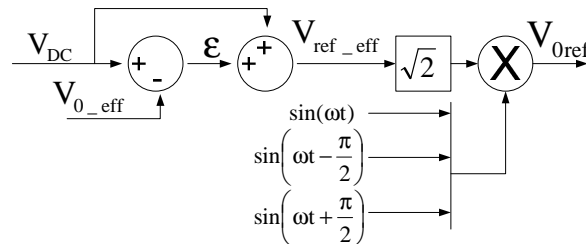


Figure II.8: Tension de référence

Le contrôle du courant de sortie est réalisé avec une commande par hystérésis, maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. La différence, entre le courant de référence et celui mesuré, est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis. La sortie du comparateur fournit le rapport cyclique.

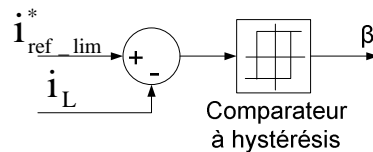


Figure II.9: Comparateur à hystérésis

Le modèle du GFC est construit comme un modèle agrégé de plusieurs convertisseurs mis en parallèle. La puissance totale du bloc de convertisseurs représente la somme des puissances individuelles des convertisseurs. Dans notre étude, on optera pour un système Shore avec une puissance installée de 3 MVA pour assurer l'alimentation d'un navire de 3 MVA. On utilisera pour cela 6 modules de GFC de 500 kVA en parallèle.

## II.4 Modélisation du transformateur BT/MT et les câbles du système Shore

### II.4.1 Modélisation du transformateur BT/MT

Le transformateur installé en aval du bloc de GFCs est un transformateur triphasé élévateur à deux enroulements, d'une connexion dY11, avec le primaire à base tension (400 V) et le secondaire à moyenne tension (11 kV). La puissance du transformateur utilisée dans nos études est de 3.15 MVA.

Sous «*Matlab/SimPowerSystems*», le transformateur est représenté utilisant un bloc du transformateur triphasé double enroulement. Sous «*ATP-EMTP*», le modèle est un transformateur «*Hybrid*» qui intègre les caractéristiques du circuit magnétique.

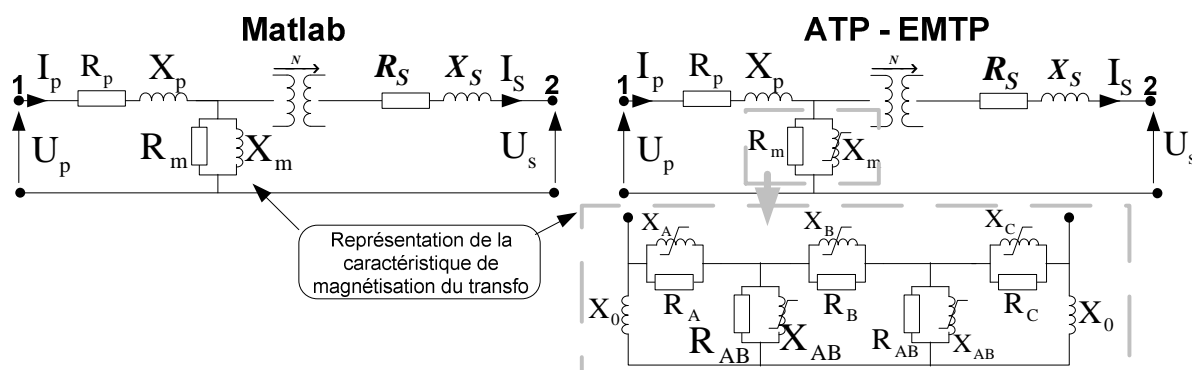


Figure II.10: Représentation d'une phase du transformateur de puissance

Les principales caractéristiques du transformateur sont résumées dans le tableau suivant :

Puissance apparente	[MVA]	3.15
Tension primaire [ $U_p$ ]	[V]	400
Tension secondaire [ $U_s$ ]	[kV]	11
Pertes à Vide	[kW]	5.5
Pertes en charge	[kW]	25

Tableau II.1: Paramètres du transformateur

Les paramètres physiques du transformateur calculés à partir des essais à vide et en court-circuit:

$$\begin{cases} R_m = 87.273 [\Omega] \\ X_m = 15.48 [\Omega] \\ L_m = 0.0411 [H] \end{cases} \quad \begin{cases} R_p = 6.148 \cdot 10^{-4} [\text{Ohm}] \\ L_p = 1.211 \cdot 10^{-5} [H] \\ R_s = 0.1525 [\text{Ohm}] \\ L_s = 0.003 [H] \end{cases}$$

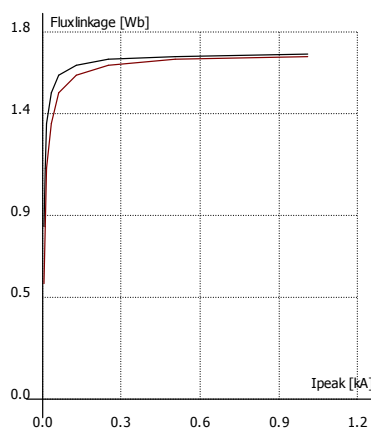


Figure II.11: Caractéristique de magnétisation du transformateur

## II.4.2 Modélisation des câbles BT et MT

Dans ce mémoire, le terme de câble fait référence à un conducteur, souterrain ou non, qui fait la connexion entre les équipements du système. Les grandeurs physiques (résistances, inductances, capacités) sont réparties sur toute la longueur de la ligne et ne sont pas localisées [MOR 09]. Le modèle des câbles (Figure II.12) est construit en utilisant un modèle en  $\pi$ , sans tenir compte de la propagation (on considère que ils sont des lignes courtes et avec déphasages faibles).

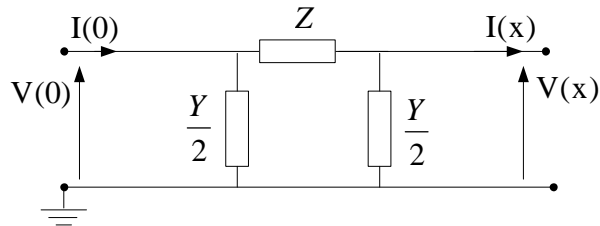


Figure II.12: Modèle en  $\pi$  du câble électrique

Où :  $\underline{Z} = R + jX$  - l'impédance du câble ( $R$  - résistance linéique [ $\Omega/m$ ],  $X$  - réactance linéique [ $\Omega/m$ ]);

$\underline{Y} = G + jB$  - l'admittance du câble ( $G$  - conductance linéique [ $S/m$ ],  $S$  - susceptance linéique [ $S/m$ ]).

Les câbles modélisés dans le système Shore sont des câbles à basse tension et aussi à moyenne tension. En moyenne tension les pertes diélectriques sont négligés ( $G$ ) (Figure II.13).

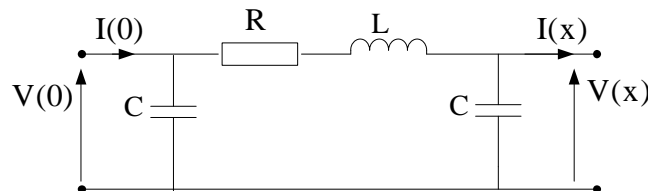


Figure II.13 : Modèle câble à moyenne tension

En basse tension, nous ne tenons pas compte de la capacité linéique ( $C$ ) et des pertes diélectriques ( $G$ ), car au faible niveau de tension, le champ électrique et la contrainte diélectrique sont faible. Donc le schéma précédent devient :

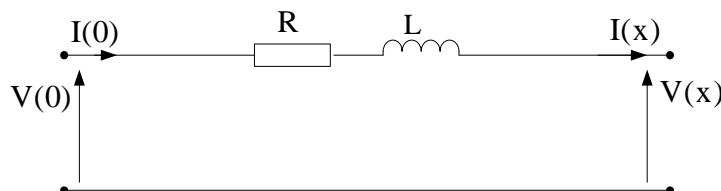


Figure II.14: Modèle câble à basse tension

Les caractéristiques des câbles utilisés pour la modélisation du système Shore sont montrées dans le Tableau II.2:

Type câble	Distance	Diamètre	Paramètres
Câble BT – 6 conducteurs	10 m	500 mm <sup>2</sup>	R= 0.075 mΩ/m ; L= 0.22 μH/m.
Câble MT	50 m	95 mm <sup>2</sup>	R= 0.411 mΩ/m ; C=0.41 nF/m; L=0.0488 μH/m.

Tableau II.2: Caractéristiques des câbles

## II.5 Simulation du système Shore en régime nominal et en régime perturbé

### II.5.1 Implantation des modèles

Le choix des logiciels est fait en accord avec nos besoins de simulation. Le logiciel « *Matlab* » est le moyen principal pour toutes les études de contrôle-commande des équipements d'électronique de puissance. Le modèle exact du convertisseur a été mis à notre disposition sous une interface « *Matlab/SimPowerSystems* ». En simplifiant la structure du convertisseur et en passant à une simulation discrète avec un pas de simulation fixe, on se donne la possibilité de transférer le système sous un autre logiciel spécialement destiné aux études de phénomènes transitoires : « *ATP-EMTP* » (*Electromagnetic Transients Program*). Le simulateur de réseaux « *ATP-EMTP* » est utilisé pour la simulation des phénomènes électromagnétiques, électromécaniques et des régimes transitoires des circuits électriques associés à des systèmes de contrôle/commande. *ATP-EMTP* permet aussi de calculer des régimes transitoires dans les réseaux électriques, à partir d'une description de ce réseau et des événements affectant son fonctionnement [LIU 11].

Le choix de l'outil de simulation sera effectué en fonction de la nature des phénomènes à étudier.

### II.5.2 Validation du système

Pour valider notre approche, nous avons réalisé le modèle d'un convertisseur ayant les caractéristiques suivantes:

- tension d'entrée fixée à 400 V continue;
- tension de sortie régulée à 400 V alternative ;
- puissance apparente nominale de 3 MVA;
- protection courant de court-circuit  $I_{k3} < 2 \cdot I_n$  pendant un temps de 500 ms;
- fréquence de sortie de 60 Hz.

Après la modélisation de chaque élément du système Shore, leur comportement est simulé en régime nominal et en régime perturbé. Le réseau du navire est considéré comme une charge RL triphasée. Le système Shore avec la charge (Figure II.15) est testé sous « *Matlab-Simulink* ».

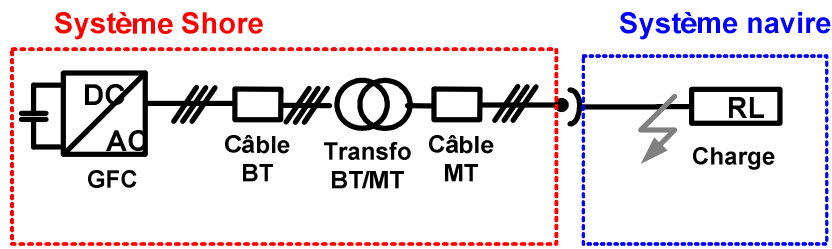


Figure II.15: Système Shore-Navire

La durée de la simulation proposée comporte un intervalle de temps du régime nominal ( $t_1 = [0.2 \div 0.3s]$ ) et un régime de court-circuit à côté moyenne tension ( $t_2 = [0.3 \div 0.4s]$ ). Les tensions et courants sont pris à la sortie du bloc GFC (en basse tension) et à côté de la charge (en moyenne tension).

Comme les résultats le montrent (Figure II.16 et Figure II.17), la tension en sortie du GFC est affectée par une chute de 80% (en valeur efficace) de la tension nominale. En plus, pendant la période du court-circuit, le bloc des convertisseurs se trouve dans un régime limité en courant et avec une tension de sortie que n'est plus régulée et donc non-sinusoïdale. Si la puissance apparente installée en sortie des GFCs est égale à la puissance apparente des charge, le bloc de GFCs fournira lors du court-circuit un courant jusqu'à deux fois le courant nominal en valeur efficace. Ce courant représente la limite imposée par les convertisseurs (Figure II.16).

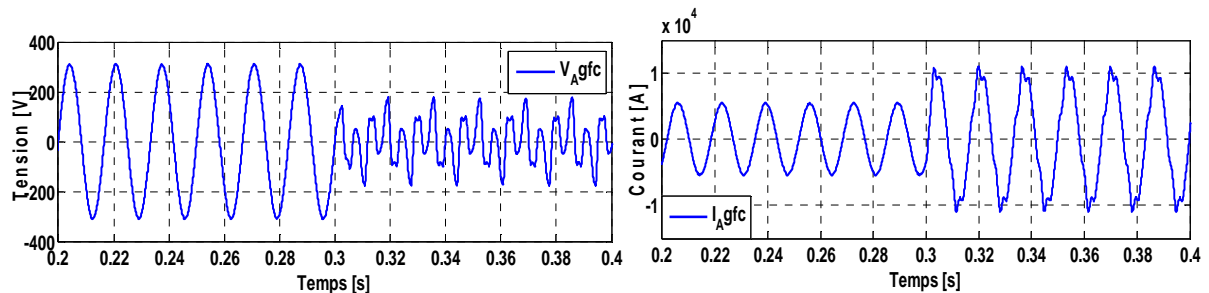


Figure II.16: Tension et courant de la phase A en sortie du bloc GFC

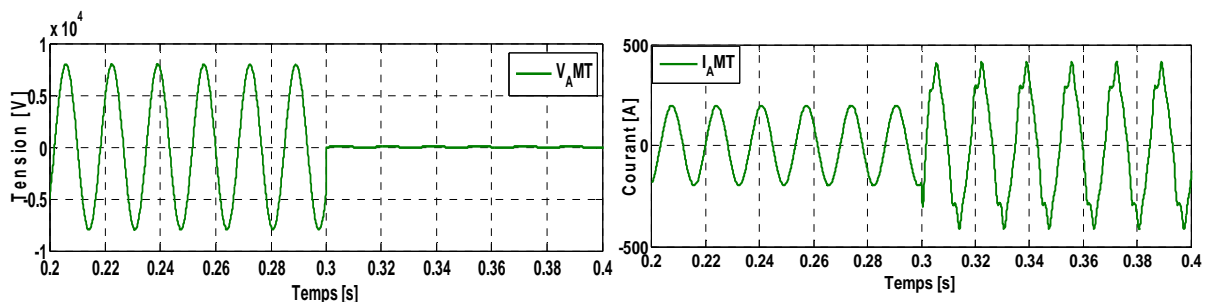


Figure II.17: Tension et courant de la phase A à côté de la charge

La chute de tension au secondaire du transformateur est totale pendant le court-circuit, vu que la seule impédance qui sépare ce point de la zone de défaut, est le câble moyenne tension (Figure II.17).

La tension simple mesurée en sortie du bloc GFC est fortement distordue pendant le court-circuit. L'harmonique trois est prépondérante.

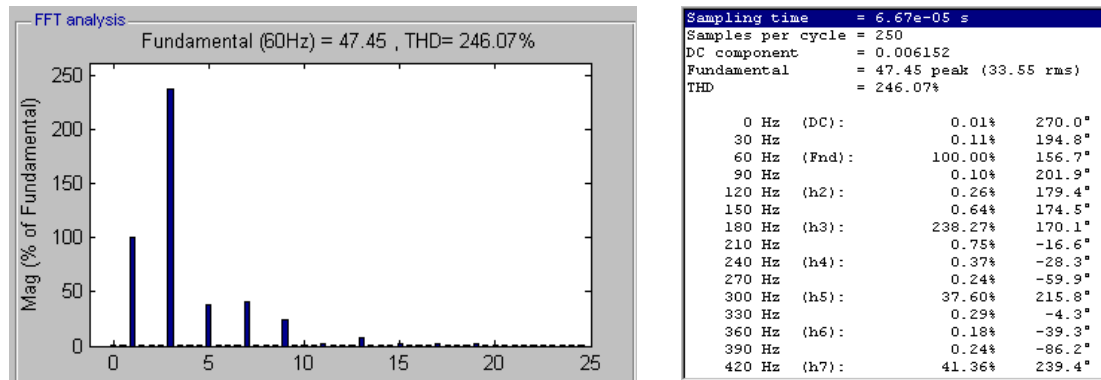


Figure II.18: Spectre harmonique de la tension simple

Sachant que:

- la valeur efficace est calculée avec la formule :  $V_{\text{eff}} = \sqrt{\sum_{n=0}^{\infty} V_n^2(t)}$  ; (II.8)
- le taux de distorsion harmonique par rapport à la fréquence fondamentale (THD) :

$$\text{THD}\% = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2(t)}}{V_{\text{fondamental}}} \quad (\text{II.9})$$

Le courant est moins affecté par les harmoniques en restant dans les limites acceptables (THD = 9.65%), mais est pollué à cause de la saturation introduite dans la régulation interne du GFC.

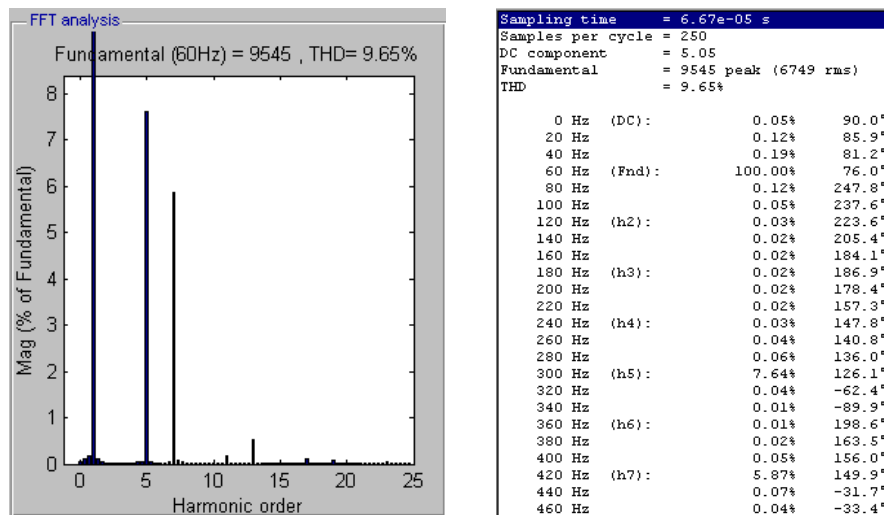


Figure II.19: Spectre harmonique du courant

## II.6 Modélisation du réseau de bord de navire

En général, un réseau électrique de bord d'un navire peut être considéré comme un micro-réseau indépendant [Annexe A.I]. C'est un système isolé avec de courtes distances entre

générateurs et charges. Dans ce mémoire, nous avons choisi d'étudier le réseau d'un ferry avec une puissance de 3 MVA à alimenter lorsqu'il est à quai.

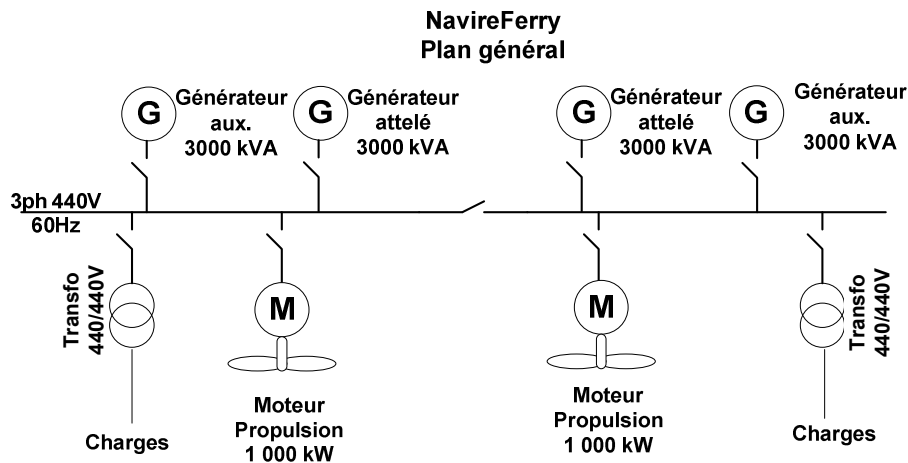


Figure II.20: Plan général du système Navire

La propulsion du navire est assurée mécaniquement à l'aide de moteurs à combustion alimentés avec du fioul lourd (des propulseurs d'étraves). Pour l'alimentation du système électrique celle-ci est assurée par les alternateurs attelés (anglais, « shaft generators ») sur l'arbre mécanique des moteurs de propulsion ou/et les générateurs diesel auxiliaires. Un système de gestion des sources appelé «Power Managment System» (PMS) permet d'optimiser le nombre de générateurs connectés sur le réseau du navire.

Pour les études réalisées dans cette thèse, le navire est dans un mode de fonctionnement à quai où, ni les moteurs de propulsion, ni les propulseurs d'étrave, ne sont utilisés et où, les générateurs sont déconnectés. Les contraintes de continuité d'alimentation ne sont pas les mêmes en fonctionnement à quai qu'en mer. Ainsi, lors d'une connexion à quai, si la connexion est soudainement indisponible, le navire est tolérant à une perte momentanée d'alimentation et est capable de s'isoler de la connexion à quai et de reconnecter ses générateurs auxiliaires. Toutes fois, certains navires souhaitent minimiser l'occurrence de ce type de scénario qui se révèle gênant en termes d'exploitation.

Par la suite, le système embarqué du navire est modélisé le plus fidèlement possible avec un bon compromis complexité/précision.

### II.6.1 Architecture du système électrique du navire lors d'une connexion à quai

L'architecture classique du réseau électrique de ferry est présentée dans la Figure II.21:

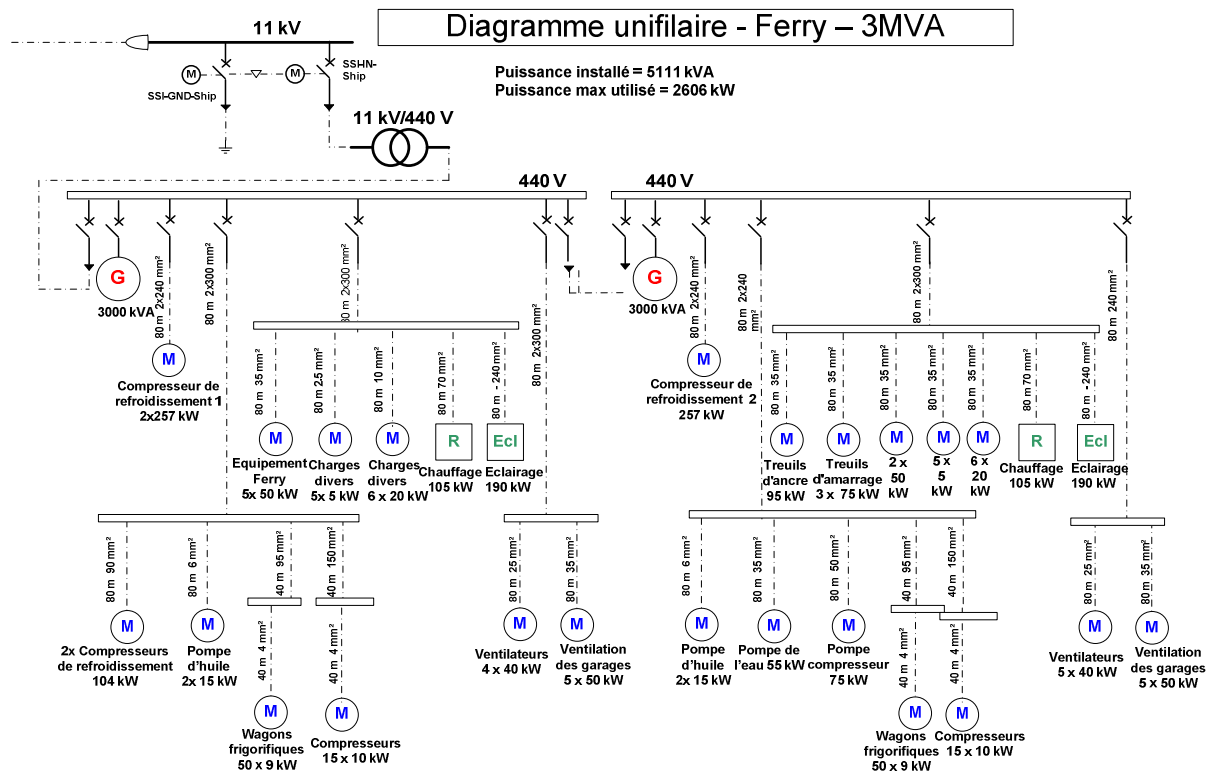


Figure II.21: Architecture classique du réseau électrique de Ferry lors d'une connexion à quai

Ce réseau comporte:

- Une connexion à quai à 11 kV composé d'un transformateur abaisseur 11 kV / 440 V, 60 Hz, un tableau moyenne tension ainsi qu'une prise moyenne tension;
- Deux générateurs électriques Diesel, 440V, 60Hz;
- Deux tableaux basse tension 440V, 60 Hz ;
- Une distribution radiale comportant plusieurs départs en 440V, trois départs moteurs de puissances nominales 257 kW et six départs pour des tableaux divisionnaires alimentant des moteurs de moindre puissance.

La puissance nominale installée est de 5.1 MVA, mais en tenant compte des coefficients de simultanéité et d'utilisation, la puissance maximale d'utilisation est de 3MVA.

## II.6.2 Modélisation des charges de navire – application de la méthode d'agrégation

Afin de simuler le comportement du système électrique d'un navire, il est nécessaire de disposer des modèles adéquats de chacun de ses éléments. Les charges d'un réseau électrique de navire sont composées d'un mélange d'éléments, tels que l'éclairage, climatiseurs, réfrigérateurs, les installations de ventilation, les charges hôtelières, etc (Figure II.21).

Le système électrique du navire est modélisé pour étudier:

- Des phénomènes de court-circuit: pour regarder la participation des moteurs lors d'un court-circuit sur navire et les cas de reprise au vol après élimination du court-circuit – utilisation des modèles de moteurs asynchrones;



- La complexité du réseau du navire : utilisation de modèle agrégé pour réduire le nombre de moteurs à modéliser.

Pour la simulation et l'étude du réseau de bord, lequel est constitué d'une multitude de moteurs différents, il est difficile et souvent inutile de faire un modèle global constitué de tous les modèles individuels. Une alternative est de constituer des modèles agrégés qui conserve le comportement dynamique global tout en réduisant drastiquement la dimension du modèle résultant. En partant d'un réseau embarqué de plus de 100 moteurs, l'objectif est de réduire la taille du modèle résultant, pour arriver à un système plus simple à implémenter, et moins gourmand en temps de calcul. Le réseau embarqué contient également d'autres charges comme l'éclairage, le chauffage et les charges informatiques qui formeront des charges simples résistives ou RL (résistives-inductives) (au sens du premier harmonique). Un système simplifié du navire est présenté dans la Figure II.22.

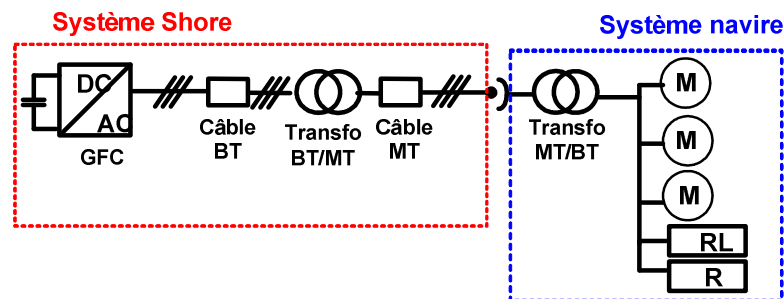


Figure II.22: Système simplifié du navire

Sachant que les charges du navire varient tout au long de la période de fonctionnement, un facteur de similitude a été utilisé pour la construction du plan de charges. Le pourcentage de la puissance utile des moteurs est caractérisé en utilisant des facteurs d'utilisation.

### II.6.2.1 Théorie de l'agrégation des moteurs asynchrones

La construction du système des moteurs du navire et l'estimation de la puissance totale demandé à quai a nécessité l'utilisation:

- des facteurs d'utilisation ( $k_u$ ) - pour exprimer le régime de fonctionnement des moteurs quand la puissance utilisée est inférieure à sa puissance nominale installée;
- des facteurs de simultanéité ( $k_s$ ) – pour modéliser l'installation quand certains charges ne fonctionnent pas en même temps;
- des informations concernant les caractéristiques de charges mécaniques – pour la représentation de la relation couple résistante – vitesse des moteurs ; les types de charges existante sont : les charges à couple constant (machines outils), les charges à couple proportionnel à la vitesse (pompes hydrauliques), les charges à couple proportionnel au carré de la vitesse (ventilateurs, pompes) ou les charges à couple inverse proportionnel à la vitesse (le cas de l'essorage).

La précision des résultats obtenus par l'agrégation dépend des simplifications faites et de la méthode d'agrégation appliquée. Dans la littérature [KUN 09], [PIL 97], [LOU 06], sont

exposées plusieurs méthodes d'agrégation. Nous avons adopté, pour notre part, l'utilisation des circuits électriques équivalents des moteurs asynchrones afin d'aboutir à une machine unique équivalente [KAT 00]. La méthode appliquée dans les articles [LOU 06], [KAR 09] utilise un modèle équivalent électrique simple d'un moteur asynchrone qui a comme objectif de faciliter le calcul pour le comportement dynamique dans les simulations d'un réseau complexe. Le logiciel utilisé pour cette étude est le logiciel «ATP-EMTP».

### ➤ Modélisation du moteur

Un des schémas équivalents d'une phase du moteur asynchrone en régime sinusoïdal est représenté dans la Figure II.23. Le circuit est composé de deux résistances, la résistance du stator ( $R_s$ ) et la résistance du rotor ramenée au stator ( $R_R$ ), de trois inductances idéales, l'inductance de fuite statorique ( $L_{LS}$ ), l'inductance de fuite rotorique ramenée au stator ( $L_{LR}$ ) et l'inductance de magnétisation ( $L_M$ ). La tension du stator  $V_s$  et enfin le glissement  $s$ .

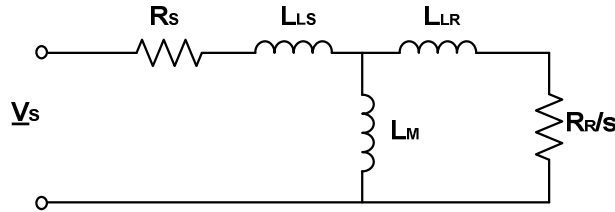


Figure II.23: Le modèle classique équivalent de moteur asynchrone

Dans les calculs sont utilisés les valeurs des réactances du moteur relatives à la fréquence ( $f = 60$  Hz) du réseau :

$$X_S = \omega \cdot L_{LS} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{LS} \quad (\text{II.10}) \quad \text{- la réactance de stator;}$$

$$X_R = \omega \cdot L_{LR} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_{LR} \quad (\text{II.11}) \quad \text{- la réactance de rotor ;}$$

$$X_M = \omega \cdot L_M = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_M \quad (\text{II.12}) \quad \text{- la réactance de magnétisation.}$$

La première étape de la méthode d'agrégation, considérée aussi comme *la première hypothèse* simplificatrice, est de prendre tous les  $N$  moteurs étudiés connectés en parallèle, au même niveau de tension.

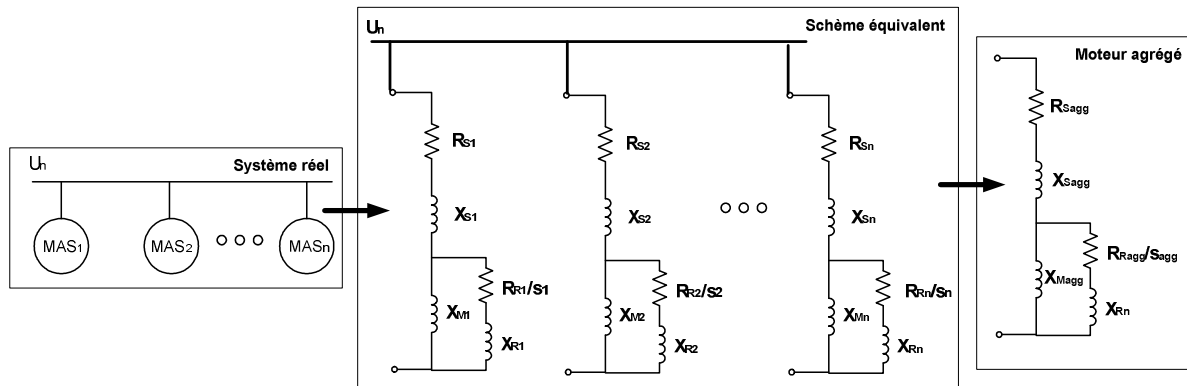


Figure II.24:  $N$  moteurs asynchrones disposés en parallèle

**La deuxième hypothèse** considérée est la connaissance des tous les paramètres du circuit équivalent du moteur asynchrone. Ces paramètres peuvent être calculés utilisant deux tests classiques : l'essai à vide et l'essai en court-circuit.

Dans la partie d'essai des moteurs à vide et en court-circuit, nous avons trouvé les valeurs de la résistance statorique du modèle agrégé, la résistance rotorique et les valeurs des réactances. Il reste à trouver la valeur du glissement du moteur agrégé. Pour calculer le glissement, nous avons assumé que chaque moteur asynchrone a une valeur établie de glissement, donc on se trouve avec N valeurs pour 's' et pour le moteur agrégé, un autre glissement  $s_{agg}$ .

Utilisant l'égalité des impédances :  $Z_{eq} = Z_{agg} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{Z_i}}$  (II.10), nous pouvons exprimer le

glissement du modèle agrégé. On sait que :

$$\underline{Z}_i = \underline{Z}_{S_i} + \frac{\underline{Z}_{M_i} \cdot \underline{Z}_{R_i}}{\underline{Z}_{M_i} + \underline{Z}_{R_i}} \quad (\text{II.13}), \text{ ou } \begin{cases} \underline{Z}_{S_i} = R_{S_i} + j \cdot X_{S_i} \\ \underline{Z}_{M_i} = j \cdot X_{M_i} \\ \underline{Z}_{R_i} = \frac{R_{R_i}}{s_i} + j \cdot X_{R_i} \end{cases} ;$$

Où  $Z_{S_i}$  - impédance du stator,  $Z_{R_i}$  - impédance du rotor,  $Z_{M_i}$  - impédance du circuit magnétique  
Il en résulte que :

$$\underline{Z}_i = (R_{S_i} + j \cdot X_{S_i}) + \frac{j \cdot X_{M_i} \cdot (\frac{R_{R_i}}{s_i} + j \cdot X_{R_i})}{j \cdot X_{M_i} + \frac{R_{R_i}}{s_i} + j \cdot X_{R_i}} \quad (\text{II.14})$$

Ainsi, le glissement peut être formulé en fonction des paramètres agrégés :

$$A \cdot s^2 + B \cdot s + C = 0 \quad (\text{II.15})$$

$$\text{où } \begin{cases} A = (X_{M_{agg}} + X_{R_{agg}})^2 \cdot (\text{real}\{\underline{Z}_{i_{agg}}\} - R_{s_{agg}}) \\ B = -R_{R_{agg}} \cdot X_{M_{agg}}^2 \\ C = (\text{real}\{\underline{Z}_{i_{agg}}\} - R_{s_{agg}}) \cdot R_{R_{agg}}^2 \end{cases} \quad [\text{KAT 00}] \quad (\text{II.16})$$

Dans l'équation d'ordre deux (II.15), nous trouvons deux solutions différentes pour le glissement,  $s_{agg}$ .

$$s_{agg} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4 \cdot A \cdot C}}{2 \cdot A} \quad [\text{KAT 00}] \quad (\text{II.17})$$

**Une autre hypothèse** utilisée dans cette méthode d'agrégation est liée à la puissance de sortie du modèle agrégé ( $P_{agg}$ ) qui est égale à la puissance mécanique de sortie totale de tous les moteurs individuels. La formule de cette puissance est la suivante :

$$P_{agg} = \sum_{i=1}^N P_i \cdot k_{ui} \cdot k_{si} \quad , i=1,2, \dots, N \quad (II.18)$$

Où,  $k_u$  - facteurs d'utilisation et  $k_s$  - facteurs de simultanéité.

Le moment d'inertie du modèle agrégé ( $J_{agg}$ ) est obtenu en fonction de la vitesse de synchronisme des moteurs:

$$J_{agg} = \frac{\sum_{i=1}^N J_i \cdot \omega_i^2}{\omega_{agg}^2} \quad (II.19)$$

$\omega_i$  - la vitesse de synchronisme du moteur  $i$  ;  $\omega_{agg}$  - la vitesse de synchronisme du moteur agrégé (considérée égale avec à la vitesse de synchronisme du moteur le plus puissant).

### ➤ *Modélisation de la charge liée au moteur*

La modélisation de la charge lie au moteur peut être réalisée en représentant son comportement Couple-Vitesse. Une grande partie des charges du navire est composée des ventilateurs et des pompes. Ces charges ont un couple proportionnel au carré de la vitesse :  $C = k \cdot \Omega^2$  [Annexe A.VII].

#### II.6.2.2 Validation de la méthode d'agrégation utilisée

Dans la littérature, il est recommandé de classer les moteurs avant d'appliquer la méthode d'agrégation en fonction de leur puissance (petite puissance, puissance moyenne et grande puissance) et de leur nombre des pôles (vitesse de synchronisme). Pour notre besoin de simulation en court-circuit, la précision désirée du modèle est moindre que pour d'autres phénomènes. Pour cela, la méthode d'agrégation peut être étendue à des moteurs avec des caractéristiques différentes.

Dans ce paragraphe, une comparaison est proposée entre un système de moteurs agrégés en appliquant la classification décrite ci-dessus et un système de moteurs sans classification.

Nous proposons trois systèmes différents (Figure II.25):

- Le premier système contient trois moteurs asynchrones de puissances électriques égales (60 kW) avec le même nombre de paire de pôles (2 paires de pôles) ;
- Le deuxième système a trois moteurs asynchrones de puissances électriques différentes (6.2 kW, 60 kW et 105 kW) avec le même nombre de paire de pôles ;
- Le troisième système contient trois moteurs asynchrones de puissances électriques différentes (6.6 kW, 60 kW et 108 kW), avec trois types d'architecture (1 paire de pôles, 2 paires de pôles et 3 paires de pôles).

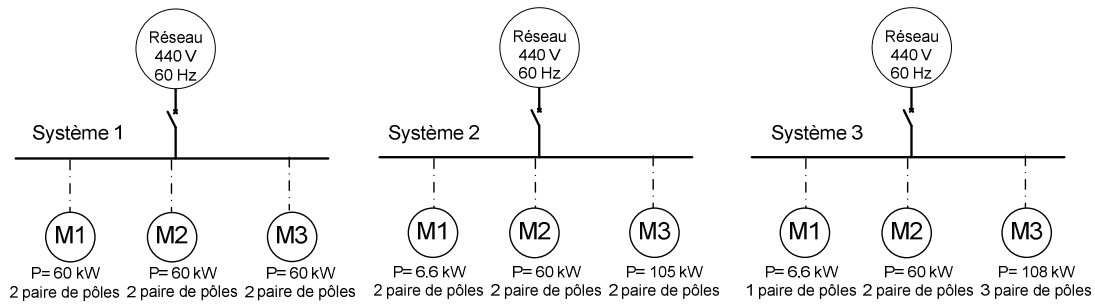


Figure II.25: Les sous-systèmes étudiés

Toutes les étapes de cet étude sont présentées dans l'Annexe A.V. Une synthèse des résultats obtenue suite aux simulations réalisées est présentée dans le Tableau II.3.

	Moteur	P [kW]	Paire de pôles	Vitesse [rot/min]	Vitesse système [rot/min]	Paire de pôles du système	Erreur de mesure	Inertie [kgm <sup>2</sup> ]
S1	M1	60	2	1775	1775	2	1%	1.56
	M2	60	2	1775				
	M3	60	2	1775				
S2	M1	6.6	2	1750	1768	2	5.3%	1.6
	M2	60	2	1775				
	M3	105	2	1780				
S3	M1	6.6	1	3540	Cas1 : 1200	3	46%	3.87 2.54 1.71
	M2	60	2	1775	Cas2 : 1475	2.44	-	
	M3	108	3	1182	Cas3 : 1800	2	-	

Tableau II.3: Synthèse des résultats

Ainsi, l'erreur relative des courants d'un système agrégé de trois moteurs de puissance différentes, mais de même nombre de paire de pôles est de 5%, ce qui constitue une erreur acceptable pour les besoins de notre étude. A contrario, l'erreur relative des courants d'un système agrégé de trois moteurs de puissance et de nombre de paire de pôles différents de l'ordre de 46%, ce qui n'est pas acceptable.

Par conséquent, avant de passer à la construction d'un modèle agrégé de moteur, les moteurs doivent être séparés en fonction de leur nombre de pôles et non en fonction de leur puissance. Ce qui donne donc autant de moteurs agrégés que de familles liées à des critères constitutifs.

Pour une validation complète de la méthode d'agrégation, nous proposons deux nouveaux scénarii : un test de réponse à un creux de tension et un autre de réponse à un court-circuit franc aux bornes des moteurs.

### Scénario 1 : Creux de tension

La Figure II.26 montre un creux de tension de 40% d'une durée de 100ms. A l'instant  $t = 3.48$  s, le défaut est lancé et la tension triphasée efficace phase-phase est ramenée à une valeur de 164 V.

Les points  $M_1$  et  $M_2$  sont point des mesures de tension et courant (Figure II.26).

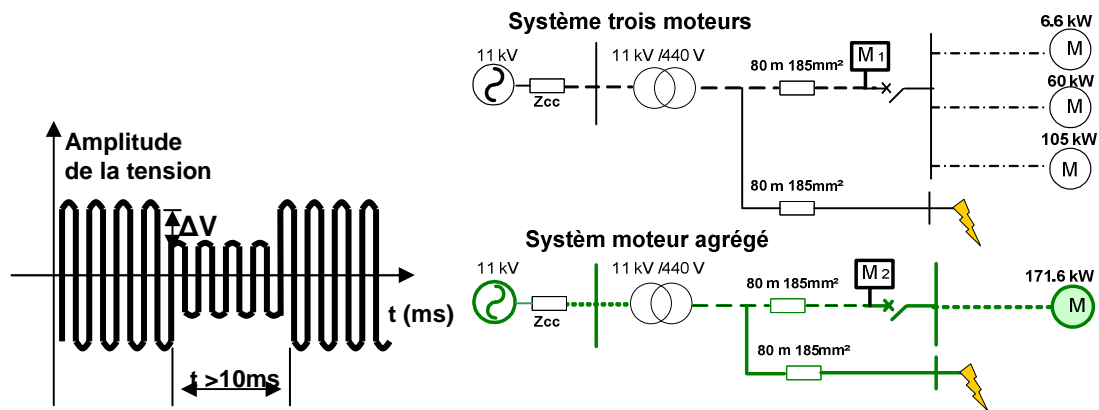


Figure II.26: Système considéré et le creux de tension appliqué

Comme la figure ci-dessous le montre, les tensions aux bornes des trois moteurs et aux bornes du moteur agrégé ont le même comportement et les mêmes valeurs durant le défaut et le post-défaut.

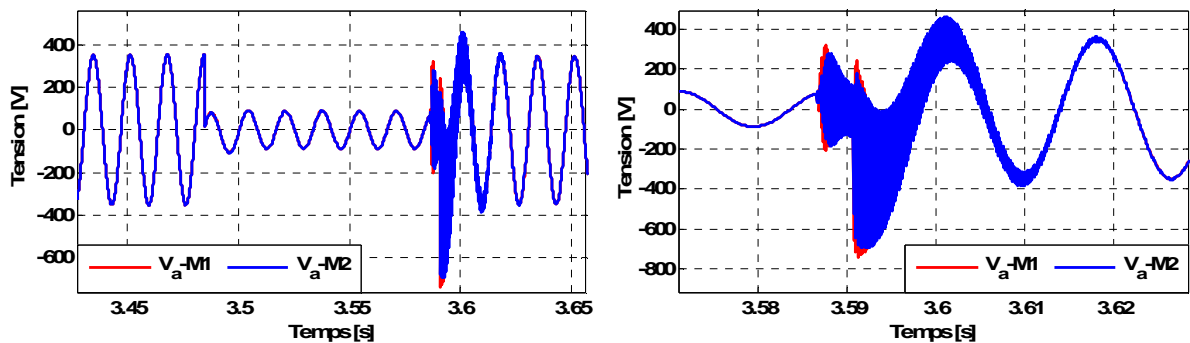


Figure II.27: Tensions mesures aux points M1 et M2  
( $V_a M1$  – tension phase A - M1) et ( $V_a M2$  – tension phase A - M2)

Les deux courants, la courbe du courant du système initial de moteurs ( $I_a M1$ ) et la courbes de courant du moteur agrégé ( $I_a M2$ ), sont parfaitement superposées. Ainsi que en cas de défaut, le moteur agrégé va réagir identiquement avec le système original (Figure II.28).

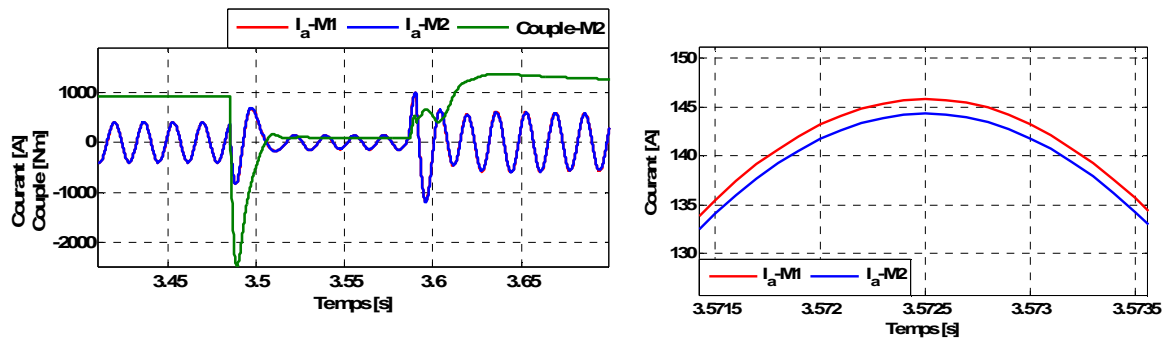


Figure II.28: Phase A – courant M1 ( $I_a M1$ ), courant M2 ( $I_a M2$ ), Couple du moteur agrégé (Couple-M2)

Le couple électromagnétique du moteur baisse et conduit à une chute de vitesse. La diminution de la vitesse conduit à une augmentation du courant représentant la démagnétisation du moteur. Après le défaut, la ré-accélération du moteur absorbe de l'énergie réactive avec une forte demande de courant réactif (jusqu'à trois fois du courant nominal).

#### Scenario 2 : Court-circuit aux bornes des moteurs

Nous proposons un scénario (Figure II.29) qui produit des effets plus brutaux aux bornes des moteurs. La simulation suivante montre un cas de court-circuit aux bornes des moteurs et les réactions correspondantes des machines.

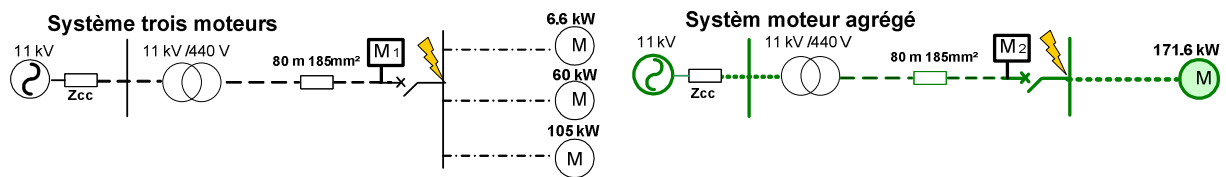
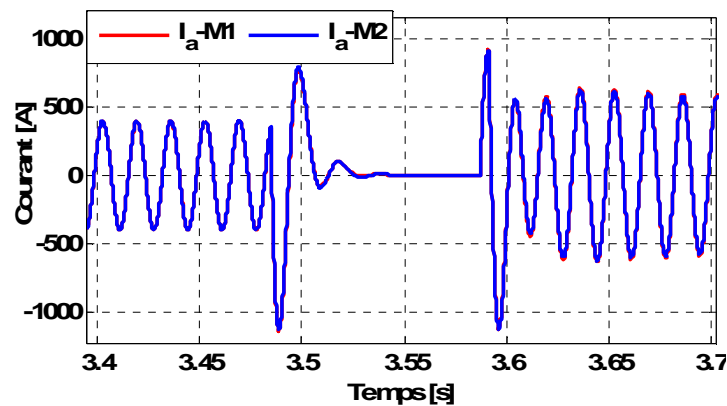
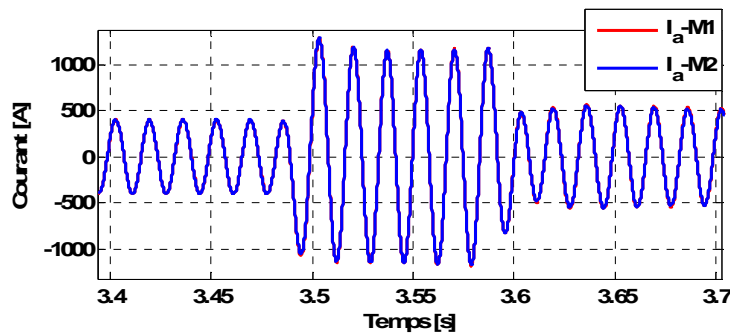


Figure II.29: Système étudié

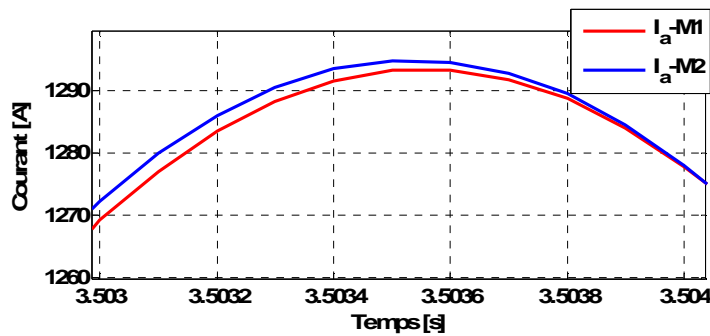
A  $t=3.58s$ , le défaut est éliminé et le moteur ré-accélère. La valeur du courant transitoire au moment de reprise au vol du moteur dépend de la différence entre la tension trouvée aux bornes du moteur due au flux présent dans rotor et la tension d'alimentation du réseau.



a) Triphasé



b) Biphase



b) Biphase (zoom)

Figure II.30: Courants mesurés aux points M1 et M2

( $I_a M1$  – courant M1) et ( $I_a M2$  – courant M2)

Les simulations proposées dans ce paragraphe ont eu pour but de valider la méthode de calcul du moteur agrégé en régime nominal et en régime de défaut. Cette méthode d'agrégation de charges est donc adoptée pour la suite des études.

### II.6.3 Simulation du système Shore-Navire en régimes transitoires

Afin de caractériser les impacts de la limitation en courant des GFCs, plusieurs scénarios de simulations sont envisagés:

- Démarrage directe des moteurs les plus puissantes;
- Court-circuit sur le tableau principal du navire.

#### II.6.3.1 Caractéristiques du système embarqué du navire

Comme présenté dans le paragraphe II.6.1, le réseau de bord est un système complexe comprenant plus d'une centaine de moteurs asynchrones. Dans le but de diminuer la taille mathématique de ce réseau, nous avons appliqué la méthode d'agrégation des moteurs présentée plus haut en utilisant l'hypothèse que tous les moteurs ont le même nombre de pôles. Dans le but d'être capable d'observer le comportement des gros moteurs de 257 kW et de certains gros départs constitués de plusieurs moteurs d'une puissance totale de 500 kW, nous avons choisi modéliser l'ensemble des moteurs du navire de la manière suivante :

- Moteur agrégé de 1 MW ;
- Moteur agrégé de 500 kW ;



- Moteur de 257 kW ;
- Toutes les autres charges sont concentrées en deux types : une charge résistive et une autre résistive-inductive.

Le nouveau réseau est schématisé dans la Figure II.31:

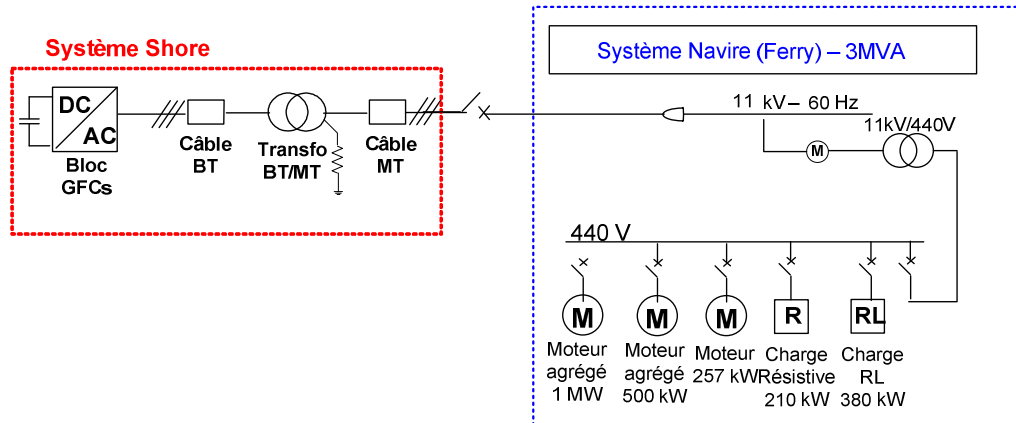


Figure II.31: Système Shore – Navire – réseau de charges agrégées sous «ATP-EMTP»

### II.6.3.2 Régimes transitoires

#### a) Démarrage direct des moteurs

La phase de démarrage d'un moteur commence par la mise sous tension de cet équipement. Suite à notre analyse réalisée sur le système de navire, nous avons vu qu'une grande partie des moteurs sont directement raccordés au réseau basse tension, sans dispositifs d'aide au démarrage, ce qui est assez habituel dans ces réseaux de bord.

La principale caractéristique d'un démarrage direct est le courant d'appel : ce courant de démarrage peut atteindre jusqu'à 7 fois le courant nominal. Les protections doivent donc être dimensionnées à cet effet. Le démarrage direct peut avoir aussi un impact sous forme d'une chute de tension qui risque de perturber le système.

La station Shore, étant une installation, avec une puissance limitée, peut ressentir le courant de démarrage du moteur comme un défaut au niveau de la charge. Quand le courant d'appel atteint la valeur de limitation du bloc des GFCs, le tableau principal du navire peut être confronté à l'apparition d'une chute de tension très importante. Cette réaction du GFC peut affecter le système dans son intégralité.

Nous considérons que le réseau du navire est alimenté par l'installation Shore (Figure II.31) et à un instant donné, un moteur de grande puissance va démarrer en mode direct, sachant que les autres charges du navire sont déjà connectées (les paramètres électriques des moteurs utilisés sont montrés dans l'Annexe A.VI). Les moteurs ont trois niveaux de puissance : 257kW, 500kW et 1 MW.

Le démarrage (à l'instant  $t = 0.3s$ ) est réalisé en appliquant trois scénarii:

- Scénario 1 : démarrage du moteur 257 kW;
- Scénario 2 : démarrage du moteur 500 kW;
- Scénario 3 : démarrage du moteur 1000 kW.

Les variables à surveiller au cours du démarrage moteur sont:

- La vitesse du moteur pour déterminer si le moteur réussit son démarrage;
- La valeur efficace du courant de sortie des GFCs pour déterminer s'il y a ou non déclenchement en surcharge des GFCs;
- La valeur crête du courant de sortie des GFCs pour déterminer s'il y a ou non déclenchement en court-circuit des GFCs.

La Figure II.32 présente les courbes de tension et courant mesurés en sortie du bloc de convertisseurs.

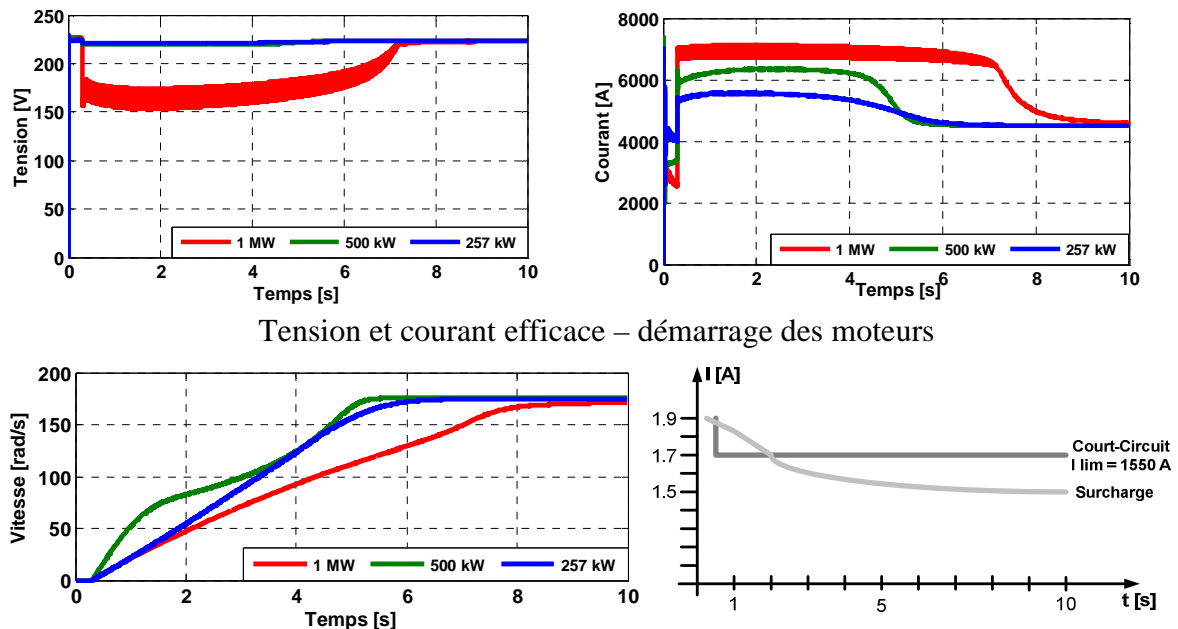


Figure II.32: Vitesse des moteurs et la caractéristique GFCs

Le démarrage des moteurs génère un courant d'appel important pour un intervalle de temps de plusieurs secondes. Les résultats sont les suivants:

- Moteur 250kW : le démarrage direct est réussi puisque la vitesse du moteur atteint sa valeur nominale en 5 secondes alors que le courant maximum demandé ne dépasse pas le courant nominal des GFC ;
- Moteur 500kW : là aussi, le démarrage est réussi en 5 secondes par contre le courant maximum demandé dépasse le courant nominal des GFC mais n'atteint pas la limite d'écrtage. Ainsi après une période de surcharge de 5 s à une valeur approximative de 6500 A RMS, les GFC retrouvent un courant nominal et ne déclenchent donc pas en surcharge ;

- Moteur 1MW : ici, le courant de démarrage atteint la limite d'écrtage pendant plus de 500 ms. Les GFC déclenchent en court-circuit au bout de 500 ms. Le démarrage en direct ne fonctionne donc pas.

Ces trois de démarrage moteurs montrent ainsi les études potentielles de démarrage moteur, lorsque le navire est raccordé au système Shore, en utilisant une modélisation électrique simplifiée du réseau de bord.

#### **b) Court-circuit aux bornes des moteurs**

Il est proposé ici de tester le modèle électrique du système Shore-Navire dans le cas d'un court-circuit. Le système Shore-Navire est confronté ici à deux contraintes importantes :

- Les convertisseurs de fréquence (GFCs) limitent le courant de défaut à une valeur déterminée et pendant un temps déterminé;
- Le navire souhaite un courant de défaut minimal de  $3 \cdot I_n$ , pendant une durée de 500 ms pour assurer la sélectivité des protections, au niveau de l'arrivé Shore.

Le cas le plus défavorable, dans quel se peut retrouver la station Shore, est le cas d'un court-circuit triphasé au niveau de la charge. En effet, dans le cas de court-circuit monophasé, l'installation est protégée par la mise à la terre par une résistance du secondaire du transformateur du système Shore. Dans le cas de court-circuit biphasé, la limitation de courant des convertisseurs est légèrement supérieure à la limitation du court-circuit triphasé. Pour la problématique de sélectivité entre Shore et les protections du navire, le cas le plus défavorable est le court-circuit triphasé car la limitation des GFC est plus importante dans le cas d'un court-circuit triphasé. Si on regarde du côté du bloc GFCs, dans les conditions de court-circuit triphasé, les caractéristiques des convertisseurs utilisés en simulation sont les suivantes:

- Courant nominal :  $I_n = 4320$  A (pour un système de six convertisseurs);
- Protection court-circuit – délai:  $I_{K3} < 2 \cdot I_n$  ; avec une durée de 500 ms.

Pour résoudre la problématique de la sélectivité, le système Shore est surdimensionné et dispose d'un nombre plus important des modules de convertisseurs de fréquence. La caractéristique de la limite du courant fourni par le système Shore est déplacée au niveau du courant minimal de la protection de la plus grosse charge du navire.

Le scénario proposé est réalisé avec le système présenté dans la Figure II.33. Un court-circuit triphasé a lieu sur le réseau du navire. Le but est d'analyser le niveau du courant délivré par la station Shore de 3 MVA mesuré au borde du navire.

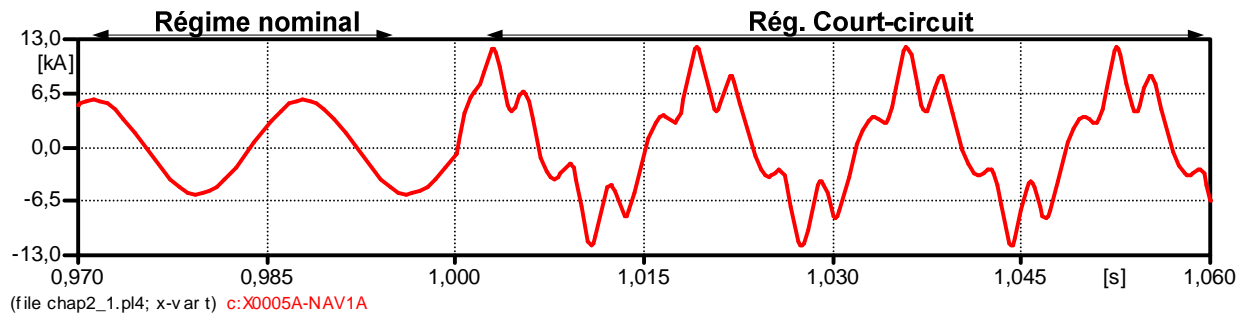


Figure II.33: Courant délivré au navire

La Figure II.33 montre que la station Shore parvient à délivrer un courant de défaut de  $2 \cdot I_n$  :

- Ainsi on peut conclure que la station Shore n'est pas en mesure de délivrer le courant de défaut de  $3 \cdot I_n$  exigé par le navire;
- Par contre, on peut noter toutefois que le courant de  $2 \cdot I_n$  est suffisant pour faire déclencher la protection du plus gros moteur de 500kW et que donc l'exigence de la norme [IEC 05] est respectée.

## II.7 Conclusion

En vue de la simulation du système Shore-Navire pour l'étude des solutions d'augmentation de courant de court-circuit, une étape préliminaire de modélisation électrique des composants mis en jeu a été nécessaire. Pour modéliser les convertisseurs de fréquence, un modèle de l'onduleur de sortie des convertisseurs a été mis au point. Pour la simulation en court-circuit deux logiciels ont été choisis pour réaliser différentes études de régimes transitoires Matlab/Simulink-SimPowerSystems et ATP-EMTP. Concernant le réseau de bord du navire, sa complexité a nécessité une simplification utilisant une technique d'agrégation des charges, permettant ainsi un modèle rapide en temps de simulation tout en gardant un comportement transitoire proche du modèle exact.

A partir d'un modèle électrique d'un système Shore-Navire basé sur le cas de l'alimentation d'un ferry de 3 MVA, des simulations de démarrage moteur et de court-circuit ont permis, d'une part, de montrer la viabilité des modèles mis au point et, d'autre part, les limitations que la station Shore peut rencontrer.

Les chapitres suivants sont orientés sur la recherche de solutions envisageables pour augmenter le courant de court-circuit de la station Shore sans surdimensionner le nombre de convertisseurs en parallèle, en commençant de parler des solutions d'injection de courant supplémentaire.



***Chapitre III. Renforcement du courant de  
court-circuit utilisant la compensation  
d'énergie réactive***



### **Sommaire du chapitre III**

Chapitre III. Renforcement du courant de court-circuit utilisant la compensation d'énergie réactive .....	57
III.1 Introduction.....	61
III.1.1 Compensation réactive du courant .....	62
III.1.2 Choix de l'équipement de compensation.....	63
III.2 Solution banc de condensateurs .....	65
III.2.1 Principe .....	65
III.2.2 Modélisation et simulation de la solution proposée .....	66
III.2.3 Conclusions .....	69
III.3 Solution SVC .....	69
III.3.1 Principe .....	69
III.3.2 Modélisation et simulation de la solution proposée .....	70
III.3.3 Conclusions .....	72
III.4 Solution STATCOM (onduleur de tension).....	72
III.4.1 Principe .....	72
III.4.2 Contrôle des puissances envoyées au réseau .....	74
III.4.3 Contrôle de la tension du bus DC .....	74
III.4.4 Source du bus DC .....	77
III.4.5 Filtre de sortie du STATCOM.....	77
III.4.6 Modélisation du STATCOM .....	78
III.4.7 Simulation du STATCOM.....	79
III.4.8 Architecture du STATCOM en partant d'une structure de convertisseur de fréquence .....	81
III.4.9 Conclusions .....	81
III.5 Bilan de l'étude comparative et conclusions.....	82





### III.1 Introduction

Sachant que l'objectif principal de cette thèse est de proposer des alternatives au surdimensionnement du système, des solutions complémentaires vont être étudiées pour tester leurs capacité de s'intégrées dans la future installation standard Shore.

La solution actuelle, utilisée pour attendre une valeur souhaitée de  $3 \times I_n$  en sortie des GFCs pendant la période de court-circuit entre 0 et 500 ms, est le surdimensionnement de l'installation: c'est-à-dire que l'on rajoute des modules GFC additionnelles pour atteindre la valeur de courant de court-circuit désirée, ce qui revient à surdimensionner la capacité de GFC comparée la puissance nominale des charges à alimenter.

Par exemple, pour une installation de 3 MVA, sachant que le courant de circuit voulu est de  $3 \times I_n$  et que le courant de court-circuit d'un GFC est de  $2 \times I_n$ , l'installation surdimensionnée contient alors 8 modules de GFC de 500 kVA chacun. Cela revient donc à rajouter deux GFC supplémentaires. Notre démarche intervient dans ce cas particulier : nous proposons que la caractéristique du courant de court-circuit soit modifiée en utilisant un équipement dédié au lieu d'installer des modules GFCs supplémentaires, le but étant de proposer une alternative techniquement viable pour coût global inférieure. En mode normal, cet équipement est en veille par contre lors de l'apparition d'un court-circuit, le courant apporté par cet équipement doit s'ajouter au courant du bloc GFCs (Figure III.1- courbe « GFCs'' ») pour atteindre la valeur désirée.

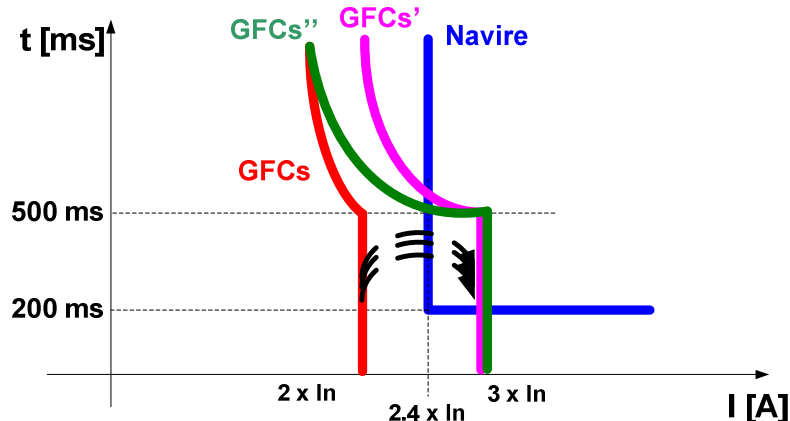


Figure III.1: Caractéristique de la limite du courant du système Shore – 3 MVA (courbe «GFCs»), caractéristique de la limite du courant du système Shore – 4 MVA (courbe «GFCs'»), caractéristique de la plus grosse charge du navire (courbe «navire»), caractéristique de la limitation du courant du système Shore – 3 MVA avec l'aide d'un équipement additionnel (courbe «GFCs'' »)

Le courant total du système Shore – 3 MVA avec le courant du équipement additionnel doit arriver à la valeur imposée par le système du navire, mais aussi dans certains cas de la

dépassée. Dans la pratique, les cahiers de charge des navires peuvent imposer que la valeur du niveau du courant soit de trois fois le courant nominal de la source d'alimentation ( $3 \times I_n$ ). Alors, la plage des variations du niveau de courant total est comprise dans l'intervalle  $[2.4 \cdot I_n \div 3 \cdot I_n]$ . Une autre caractéristique très importante dans le choix de l'équipement de compensation du courant, après le niveau de courant souhaité, est donnée par le caractère inductif des charges du navire : la grande majorité des charges sont des moteurs asynchrones. Ainsi que la compensation du courant de court-circuit doit être réalisé en compensant le courant réactif.

Dans la littérature de spécialité, ces types des équipements sont identifiés comme des installations de compensation de puissance réactive [BAC 13]. Le réglage de la tension dans les réseaux de transport et de distribution met en œuvre des dispositifs de compensation de la puissance réactive pour maintenir l'équilibre entre production et consommation et aussi de contrôler les fluctuations de tension en modulant la puissance réactive injectée.

### III.1.1 Compensation réactive du courant

Le principe de base de la compensation réactive du courant appliqué sur une charge est illustré dans la figure suivante (Figure III.2).

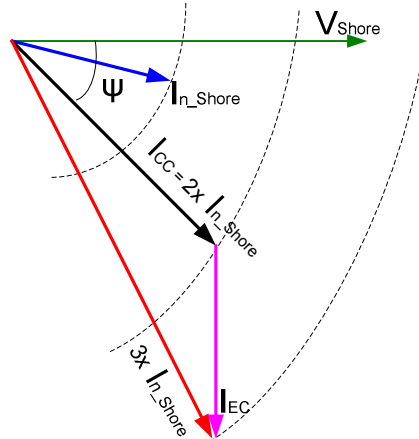


Figure III.2: Représentation vectorielle de Fresnel des courants et de la tension pendant le court-circuit – application Shore-Navire

Nous prenons comme référence la tension de la sortie de la station Shore ( $V_{Shore}$ ) et le caractère inductive du courant de court-circuit. La valeur du courant retrouvée lors d'un court-circuit ( $I_{cc}$ ) dépend des caractéristiques du bloc GFCs et l'angle de déphasage entre tension et courant est donné par l'ensemble câbles-transformateur-charges.

Le déphasage entre le courant total ( $I_{cc}$ ) et la tension de la sortie du bloc des GFCs ( $V_{GFC}$ ) est obtenu avec la formule:

$$\psi = \angle(\vec{V}_{GFC}, \vec{I}_{CC}) = \text{Arctg}\left(\frac{L \cdot \omega}{R}\right) \quad (\text{III.1})$$

où L et R sont l'inductance et la résistance du système ramenés à la basse tension.

Nous avons supposé que la valeur attendue du courant de court-circuit faut attendre le niveau de trois fois le courant nominal du bloc des GFCs. En ce qui concerne le courant délivré par le bloc des GFCs ( $I_{GFC}$ ) est limité à  $2 \times I_n$ . Le courant  $I_{EC}$  représente le courant réactif apporté par l'équipement de compensation. Le vecteur de ce courant est perpendiculaire sur la tension du bloc des GFCs.

Donc, le courant total peut être exprimé en module comme une somme de courants:

$$(3 \cdot I_n)^2 = I_{Shore\_actif}^2 + (I_{Shore\_réactif} + I_{EC})^2 \quad (\text{III.2})$$

L'énergie réactive qui correspond au courant de compensation peut être représentée comme montré dans la Figure III.3:

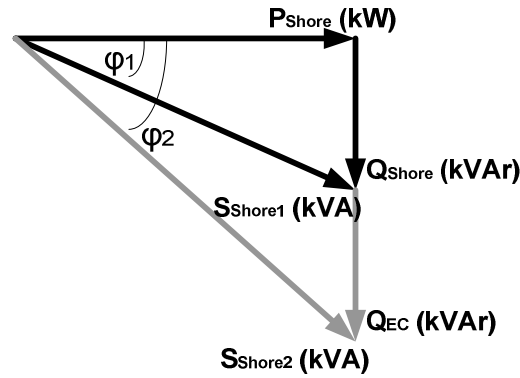


Figure III.3: Composition vectorielle de la puissance

Où -  $P_{Shore}$  - puissance active installée de la station Shore ;

- $Q_{Shore}$  - puissance réactive fournie de la station Shore ;
- $S_{Shore1}$  - puissance apparente de la station Shore ;
- $Q_{EC}$  - puissance réactive fournie par l'équipement de compensation ;
- $S_{Shore2}$  - puissance apparente de la station Shore après la compensation ;
- $\phi_1 = \arctg\left(\frac{Q_{Shore}}{P_{Shore}}\right)$  - facteur de puissance avant compensation ;
- $\phi_2 = \arctg\left(\frac{Q_{Shore} + Q_{EC}}{P_{Shore}}\right)$  - facteur de puissance après compensation.

### III.1.2 Choix de l'équipement de compensation

Le choix de l'équipement de compensation peut être réalisé en fonction de la localisation de l'équipement dans le système et du type de compensation. A ces critères s'ajoute l'intérêt technique et économique de la compensation en comparant :

- La puissance installée;

- La technologie utilisée;
- Le niveau de tension.

#### a) Choix du type de compensation

La compensation d'énergie réactive peut être effectuée par des machines tournantes (compensateurs synchrones), soit par des compensateurs statique à base d'électronique de puissance FACTS (compensateurs statiques - de l'anglais Flexible Alternative Current Transmission System).

Il existe principalement trois types de systèmes de compensation: les compensateurs shunt et les compensateurs série et mixte [GAZ 06] :

- **les compensateurs shunt** sont utilisés essentiellement pour absorber les perturbations venantes de diverses charges et/ou génératrices, évitant ainsi de perturber la tension du réseau. Il peut servir à régler la tension au nœud de raccordement par l'absorption/génération des puissances réactives ou il peut fonctionner comme un filtre actif s'il est basé sur un onduleur de tension;

Dans la catégorie des compensateurs shunt, on peut intégrer les bancs de condensateurs/bobines, l'installation SVC (Static Var Compensator) et le STATCOM (STATic Synchronous COMPensator) ;

- **les compensateurs série** permettent de modifier l'impédance apparente des lignes, et donc la puissance transmise ainsi que d'amortir les oscillations de puissance basse fréquence.

Dans la catégorie des compensateurs série, on peut citer le TCSC (Thyristors Controlled Series Compensator) et le SSSC (Synchronous Source Series Compensator) [BES 06] ;

- **les compensateurs mixtes (série-parallèle)**

Dans cette catégorie, on peut intégrer :

- l'UPFC (Unified Power Flow Controller) est une combinaison entre un STATCOM et un SSSC couplés via une liaison à courant continu, pour permettre un écoulement bidirectionnel de la puissance active entre la sortie du SSSC (Compensateur Série Synchrone Statique) et celle du STATCOM. L'UPFC est capable de remplir toutes les fonctions des autres dispositifs FACTS ;
- l'IPFC (Interline Power Flow Controller) qui contient des convertisseurs DC-DC placés en série avec la ligne à compenser ;
- l'IPC (Interphase Power Controller) qui contient deux impédances par phase (une inductance et une capacité) chacune étant directement liée à une unité de déphasage.

Dans le cadre de ce projet, l'équipement de compensation est défini comme de système shunt, connecté en parallèle avec le bloc de convertisseurs de fréquence (GFCs).

## b) Choix de la localisation de l'équipement

L'emplacement du compensateur de courant est choisi au niveau de la basse tension, en sortie du bloc des GFCs. Pendant le court-circuit, c'est en ce point que la chute de tension est la moins sévère car il est très proche de la source. Aussi la proximité de l'équipement de compensation du bloc des GFCs facilite le contrôle de sa mise en service et de sa déconnexion du système Shore. Les mesures de courant et tension sont réalisés au niveau de la sortie du bloc des GFCs et ils sont utilisés à tous les processus de contrôle-commande du dispositif.

Dans la Figure III.4, le schéma de principe du système Shore avec l'emplacement de l'équipement de compensation envisagé est montré.

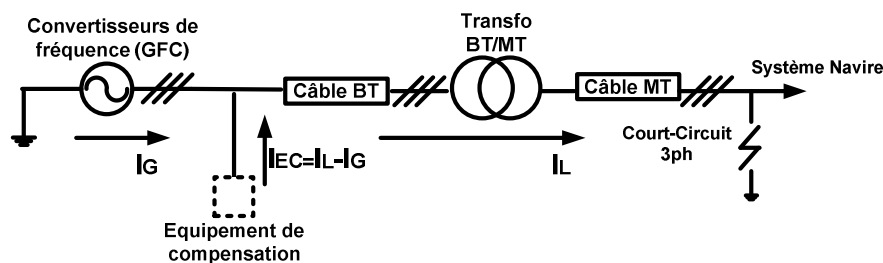


Figure III.4: Système Shore avec l'équipement de compensation

Dans les travaux à suivre, nous proposons que le courant de compensation soit généré par les trois différents types de compensation shunt :

- le banc des condensateurs;
- le SVC;
- le STATCOM.

Les trois solutions vont être analysées et en fonction des résultats obtenus, la meilleure solution va être retenue. La nouveauté de nos études est représentée par la recherche des technologies compatibles avec l'installation électrique d'alimentation à quai de navire et surtout dans des conditions de court-circuit.

## III.2 Solution banc de condensateurs

### III.2.1 Principe

Les capacités sont, par définition, des systèmes de génération de puissance réactive [BAC 13]. La solution la plus simple pour l'équipement de renforcement du courant de court-circuit du système Shore consiste donc à disposer d'un banc de condensateur qui sera enclenché en cas de court-circuit. Pendant le régime nominal, le banc de condensateurs va être maintenu à l'état chargé et prêt à être mis sous tension.

La puissance réactive  $Q$  est définie en régime sinusoïdal par la formule  $Q = U \cdot I \cdot \sin \varphi$ , où  $U$  représente la tension de connexion entre phases et  $I$  (le courant injecté). La puissance réactive injectée par rapport au dimension du banc de condensateur peut être calculée avec la relation

suivante:  $Q_c = \frac{U^2}{X_c}$ , où  $U$  est la tension de connexion entre phases et  $X_c$  représente la

impédance du banc de condensateurs ( $C = \frac{1}{\omega \cdot X_c}$ , où  $C$  - capacité [F]). Ainsi que le courant

fourni par le banc de condensateurs dépend non seulement de la quantité et des caractéristiques des modules connectés, mais aussi de la tension de connexion [BAC 13].

La caractéristique dynamique du compensateur à condensateurs dépend énormément de la nature de l'interrupteur utilisé pour la connexion au réseau. L'utilisation des interrupteurs rapides et robustes est conseillée pour un temps de connexion et déconnexion plus faible possible. La commande des condensateurs est réalisée utilisant le mode «tout ou rien». Dans ce cas, les interrupteurs ne servent qu'à connecter ou déconnecter les condensateurs du réseau.

### III.2.2 Modélisation et simulation de la solution proposée

La première solution proposée pour le renforcement du courant de court-circuit consiste à connecter un banc de condensateurs en parallèle avec le bloc des GFCs. Le point de connexion du banc de condensateur est choisi à la basse tension pour assurer un niveau minimal de tension au moment de la connexion. Au niveau de la moyenne tension, le creux de tension lors d'un court-circuit sur navire est plus important, la tension étant très proche de la valeur nulle.

La capacité du banc des condensateurs est choisie en fonction de la tension du point de connexion au réseau et en fonction de la valeur du courant de compensation nécessaire pour atteindre le niveau demandé du courant total ( $I_T = I_{CC\_GFC} + I_{EC} = 3 \cdot I_{Shore}$ ). La charge du navire a été modélisée comme une charge simple RL, avec une puissance de 3 MVA.

Le court-circuit se produit au niveau de la charge à moyenne tension. Au moment de l'apparition du défaut, le banc de condensateurs est connecté au réseau, utilisant des interrupteurs idéaux. Les mesures de tension et courant sont faites au point de la connexion du banc de condensateur, point marqué dans la Figure III.5.

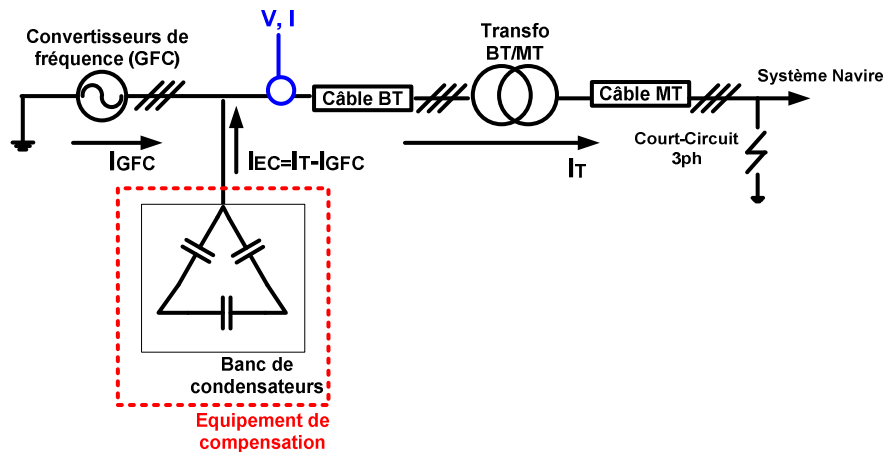


Figure III.5: Système Shore avec l'équipement de compensation – banc des condensateurs

Suite aux plusieurs simulations, la taille de condensateurs a été ajustée. Les résultats de ces simulations ont montré qu'un banc de condensateurs de 90 mF doit être connecté pour atteindre l'objectif fixé au départ. Ceci correspond à une puissance de 16.3 MVar sous 400V. La Figure III.6 montre le plan de simulation : le court-circuit apparaît à l'instant  $t=0.3s$  et il est éliminé au moment  $t=0.5s$ . La compensation du courant avec le banc de condensateurs intervient à  $t=0.35s$ .

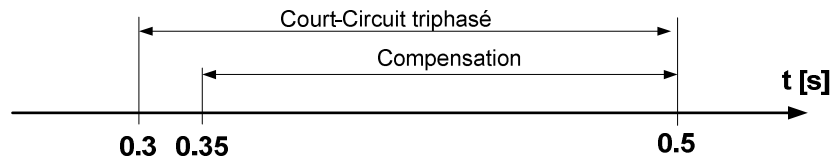


Figure III.6: Plan du scénario

Les Figure III.7 et Figure III.8 présentent les mesures de tension et courants au point de connexions du banc de condensateurs.

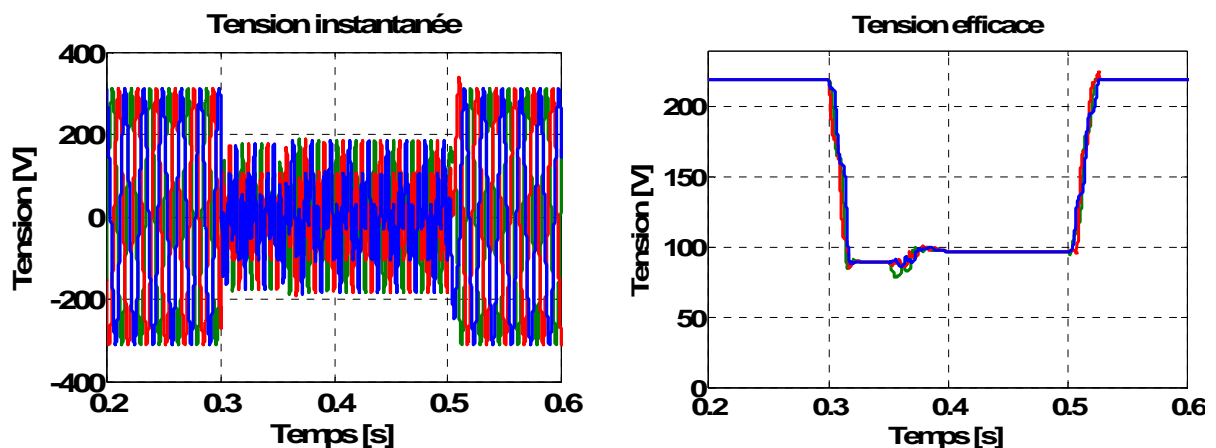


Figure III.7: Tension mesurée au point de connexion du banc de condensateurs

L'insertion des condensateurs permet une élévation de la tension du point de connexion. Si cette augmentation reste faible par rapport à la tension nominale, elle représente 30% de la



tension de court-circuit. Ceci va permettre l'augmentation sensible de la marge de compensation.

Du point de vue du courant total du système Shore (Figure III.8- c), l'insertion des capacités permet de filtrer ses harmoniques.

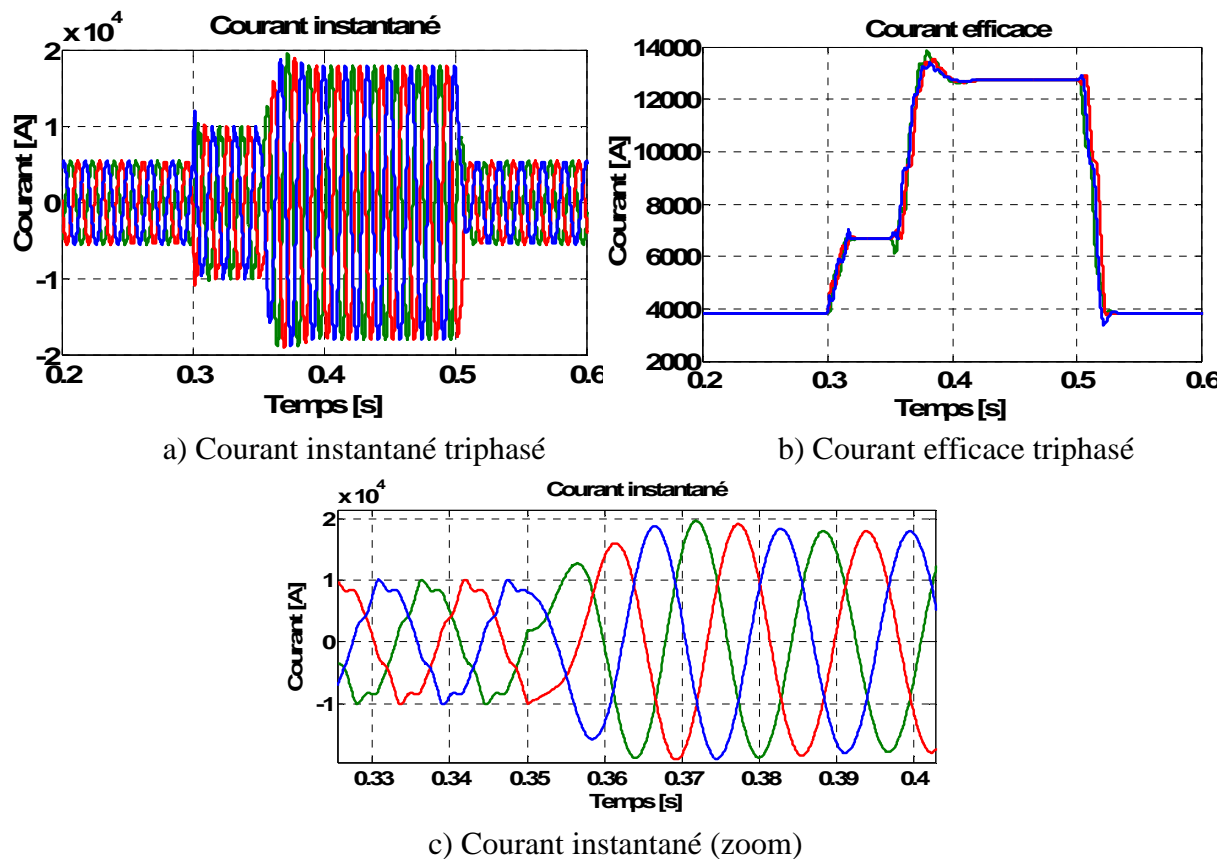


Figure III.8: Courant mesuré au point de connexion du banc de condensateurs

Plus le rang de l'harmonique est grand, plus le courant du bloc des GFCs va compenser le courant du condensateur et moins on le retrouvera dans le courant de court-circuit. La compensation du courant est réalisée et le niveau du courant monte jusqu'à la valeur souhaitée de trois fois le courant nominal.

La capacité de l'équipement de compensation attend une valeur très grande pour envisager sa mise en place sous le terrain. En plus, le coût d'investissement et les dimensions du compensateur seront très élevés par rapport à l'installation principale portuaire.

Techniquement cette solution est problématique aussi pour les points suivants :

- Commutation rapide du banc de condensateur;
- Le banc de condensateurs est gardé dans une état chargée ;
- Lorsque le défaut est éliminé, le temps de revenir à l'état normal, les GFCs voient un réseau avec une charge capacitive énorme.

### III.2.3 Conclusions

La taille du banc de condensateurs, qui permettrait de générer le courant nécessaire pour atteindre la limite de courant imposée, est trop importante comparée à la source principale d'alimentation. Le coût est disproportionné pour la solution imaginée. La solution de renforcement du courant de court-circuit de la station Shore en ajoutant un compensateur à base d'un bloc de condensateurs ne représente donc pas une alternative viable au surdimensionnement des groupes de conversion de fréquence.

## III.3 Solution SVC

### III.3.1 Principe

La deuxième solution proposée pour l'augmentation du courant de court-circuit dans la station Shore est représentée par le compensateur statique de puissance réactive ou SVC (Static Var Compensator). Le SVC conventionnel est composé de l'association d'un banc de condensateurs commandé par thyristors (TSC « Thyristor Switched Capacitor ») et d'une inductance commandée par thyristors (TCR « Thyristor Controlled Reactor ») qui sont connectés en parallèle [RIO 98]. Le SVC est connecté au réseau de moyenne et haute tension à travers un transformateur. La Figure III.9 montre le schéma type d'un SVC.

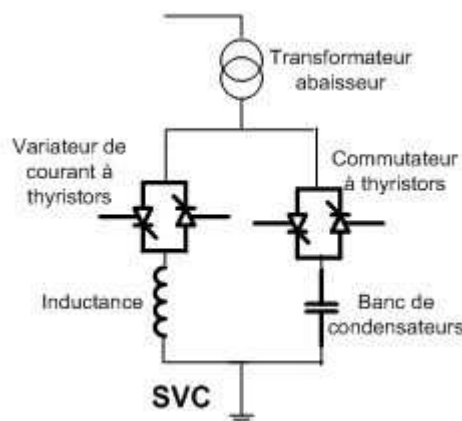


Figure III.9: Schéma de principe du compensateur statique shunt, SVC [BAC 14]

Ce type d'équipement est généralement utilisé dans les réseaux de transport. Notre proposition utilise le principe de fonctionnement du SVC en apportant les modifications suivantes:

- le transformateur n'est pas utilisé car la connexion est faite à basse tension;
- la compensation est réalisée par la génération de puissance réactive de l'équipement donc l'inductance du SVC n'est pas nécessaire.

Ainsi que, la structure du SVC se va limiter à une structure des condensateurs commandée par thyristors. Il existe une petite inductance connectée en série avec les condensateurs afin de limiter les surtensions transitoires et prévoir des effets de résonance avec le réseau [RIO 98].

La fonction du SVC conventionnel est montrée dans la Figure III.10.

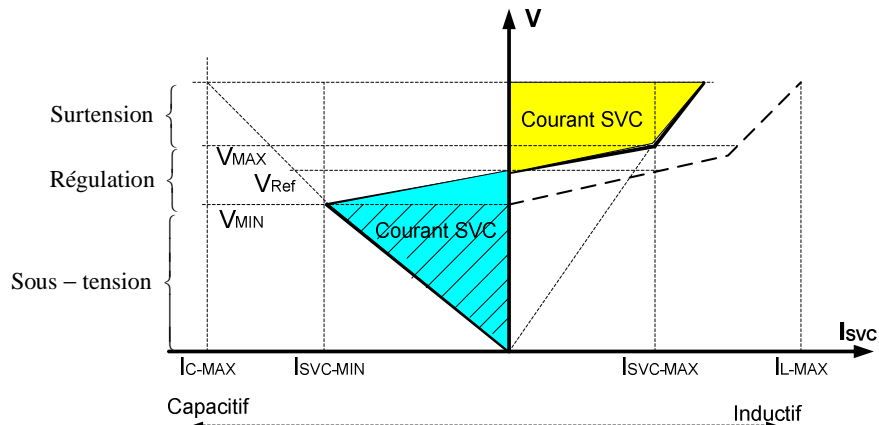


Figure III.10: Caractéristique V/I d'un compensateur SVC [BAC 14]

On retrouve trois régions différentes dans la courbe caractéristique V/I:

- zone de régulation: zone dans laquelle on fait varier la puissance réactive échangée SVC-Réseau (l'angle d'amorçage des thyristors est minimum- 90°);
- zone de surtension: le compensateur se comporte comme une inductance – le SVC consomme puissance réactive;
- zone de sous-tension: le compensateur se comporte comme un condensateur pur – le SVC génère puissance réactive (l'angle d'amorçage des thyristors est maximum- 180°).

Parmi ces trois zones, le système Shore utilisera le SVC dans la zone de sous-tension, quand le compensateur fourni du courant réactive. La quantité de courant envoyé vers le système dépend de la tension du point de connexion. Cette contrainte représente un désavantage majeur dans le fonctionnement en court-circuit du système Shore. Pendant le régime de court-circuit, au point de connexion, la tension a une valeur très faible par rapport à la tension nominale. Hors de la zone de régulation, le SVC étant dépendant du carré de la tension, la contribution en courant du SVC sera mineure.

### III.3.2 Modélisation et simulation de la solution proposée

Comme dans le scénario d'un banc de condensateur, la perspective d'utilisation d'un SVC se confronte au même problème de dimensionnement des capacités. Pour attendre le nécessaire du courant du système Shore, la capacité du bloc de condensateur du SVC est égale à la valeur calculée auparavant, pour la première solution. L'inductance du SVC est commandée à sa valeur minimale en imposant un angle de commande pour les thyristors de  $\pi$  (180°).

L'amplitude du fondamentale du courant de la réactance contrôlée  $X_{L\_SVC}$  est donnée par l'équation suivante (éq. III.3) et pour une compensation pur réactive doit être nul:

$$I_{X_{L\_SVC}} = \frac{V_{GFC}}{\omega \cdot L_{SVC}} \frac{2\pi - 2\alpha + \sin(2\alpha)}{\pi} \approx 0 \quad (III.3)$$

Où  $L_{SVC}$  - inductance SVC et  $\alpha$  - angle d'amorçage des thyristors.

Le contrôle du SVC est réalisé pour obtenir le maximum du courant réactif (Figure III.11) :

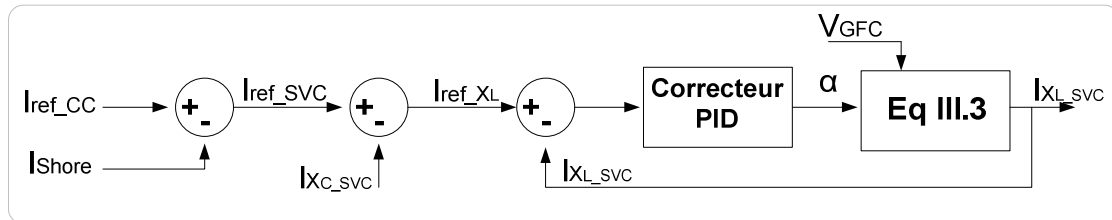


Figure III.11: Boucle contrôle SVC

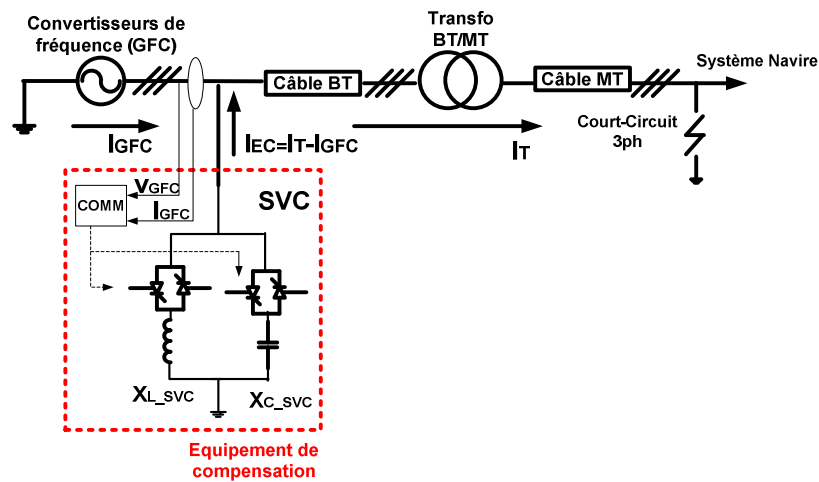
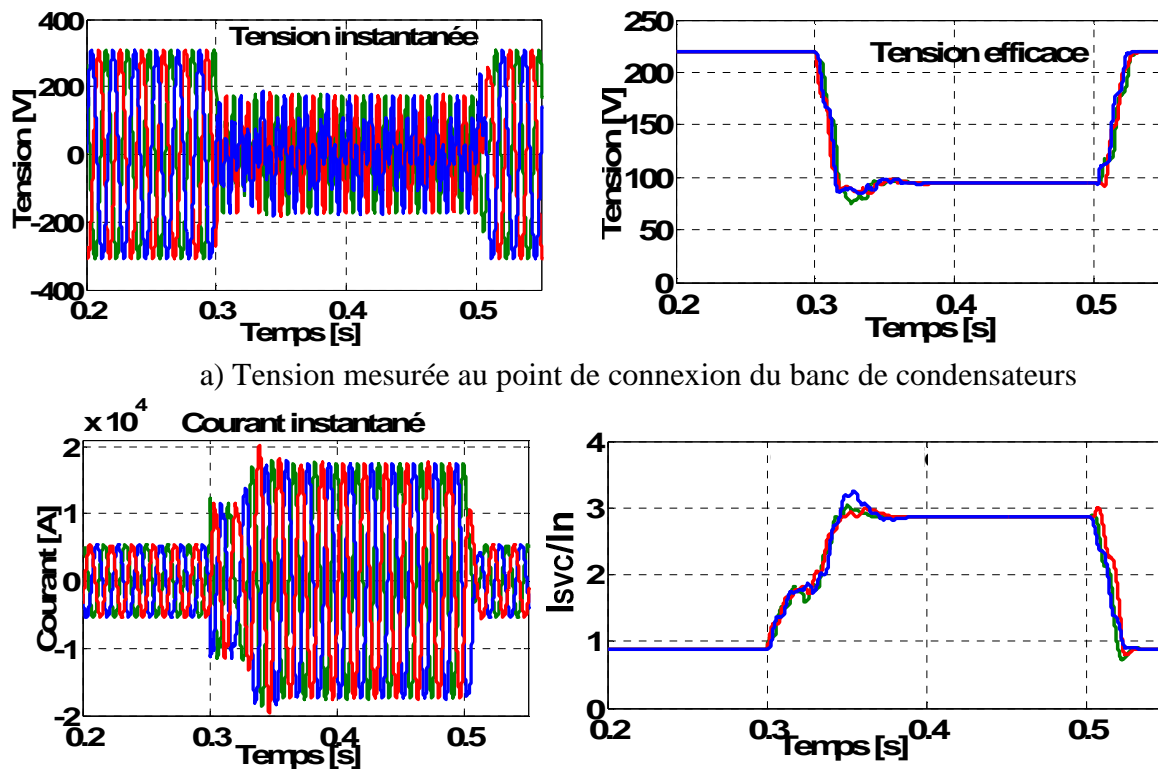


Figure III.12: Système Shore avec l'équipement de compensation – SVC

Néanmoins, cette solution a été examinée compte tenu des fonctionnalités supplémentaires que pouvait fournir un SVC:

- le contrôle de l'instant de connexion au réseau – sa rapidité de réponse est un avantage important;
- la disposition à absorber une puissance réactive au moment de la connexion et de la déconnexion – contribue à diminuer les surtensions.

Le scénario de la simulation est similaire au cas précédent. Le court-circuit apparaît au niveau de la charge, en moyenne tension, à l'instant 0.3s puis est éliminé à 0.5s. La Figure III.13 met en évidence les mesures de tension et de courant en base tension, juste après le point de connexion du SVC.



a) Tension mesurée au point de connexion du banc de condensateurs

b) Courant mesuré au point de connexion du banc de condensateurs

Figure III.13: Mesures tension et courant – solution SVC

En analysant les courbes au-dessus présentés, nous notons les observations:

- le SVC est capable de fournir le courant demandé par la charge pendant le court-circuit, le courant accédant le niveau attendu;
- le temps de connexion-déconnexion du SVC est inférieur au banc de condensateurs;
- le dimensionnement des condensateurs de l'installation SVC est réalisé utilisant les formules de la solution précédente.

### III.3.3 Conclusions

Suite à l'analyse des résultats obtenus à la connexion du SVC au système Shore, nous pouvons conclure que cet équipement n'est pas adéquate pour le besoin d'augmentation de courant de court-circuit. Le dimensionnement du bloc de condensateurs est du même ordre que pour la solution précédente avec une puissance installée de 16 MVar. Ainsi que le coût d'investissement est bien supérieur au coût de la solution actuelle (le surdimensionnement du système des convertisseurs de fréquences).

## III.4 Solution STATCOM (onduleur de tension)

### III.4.1 Principe

L'onduleur de tension (VSC : Voltage Source Converter) est largement utilisé dans le réseau électrique de distribution pour de nombreuses applications. Ces applications sont essentiellement divisées en deux familles : les **FACTS** « Flexible AC Transmission System »

et les interfaces pour la connexion au réseau de producteurs d'énergie décentralisés (systèmes éoliens, solaire, stockage de l'énergie etc.).

Le compensateur statique d'énergie réactive, le STATCOM (STATIC Synchronous COMPensator, aussi dénommé SVG : Static Var Generator) fait partie de la première famille. Connecté en parallèle, au départ il a été conçu pour fonctionner sur les réseaux de transports [BAC 14]. Son utilisation s'est élargie aux réseaux de distribution et aux réseaux industriels du fait de ses performances : un temps de réponse court, la régulation de la tension en absorbant ou en fournissant de l'énergie réactive. Son principe de fonctionnement est simple, un onduleur de tension produit, grâce à une source de tension continue, un jeu de tension triphasé en phase à la tension au point de raccordement via un transformateur [MEK 02], [PEL07].

Le nouveau système proposé pour le renforcement du courant de court-circuit dans le système Shore est représenté dans la Figure III.14:

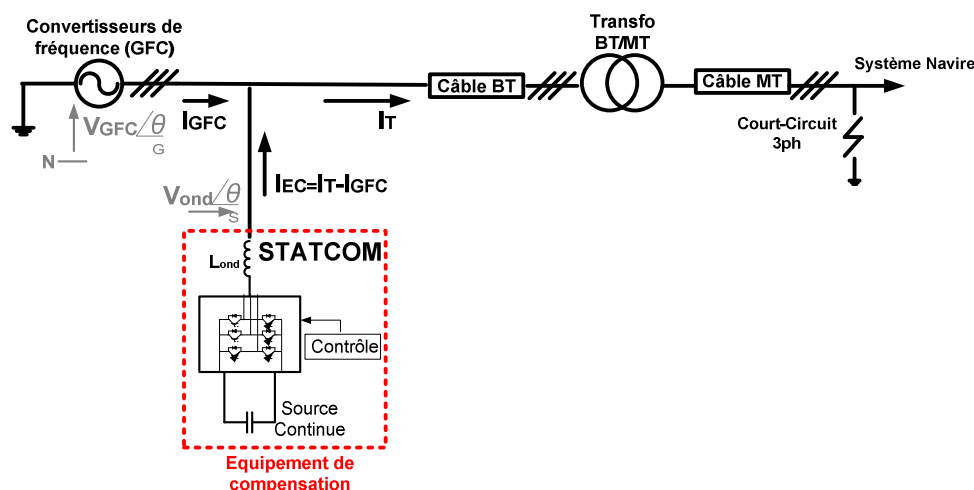


Figure III.14: Système Shore avec l'équipement de compensation – STATCOM

Le STATCOM est la version avancée des SVC constitué d'un convertisseur de tension à base de semi-conducteur (IGBT) associé à des batteries de condensateur comme source de tension continue et l'ensemble connecté en parallèle au réseau.

Contrairement au SVC (la solution antérieurement proposée), le STATCOM est capable de fournir un courant constant important, même lorsque la tension est faible, au dessous de la zone de régulation (Figure III.15 - zone marquée). Ceci représente un avantage particulièrement intéressant pour notre application, quand la tension du système se trouve au dessous de la zone de régulation (zone «GFCs-CC»).

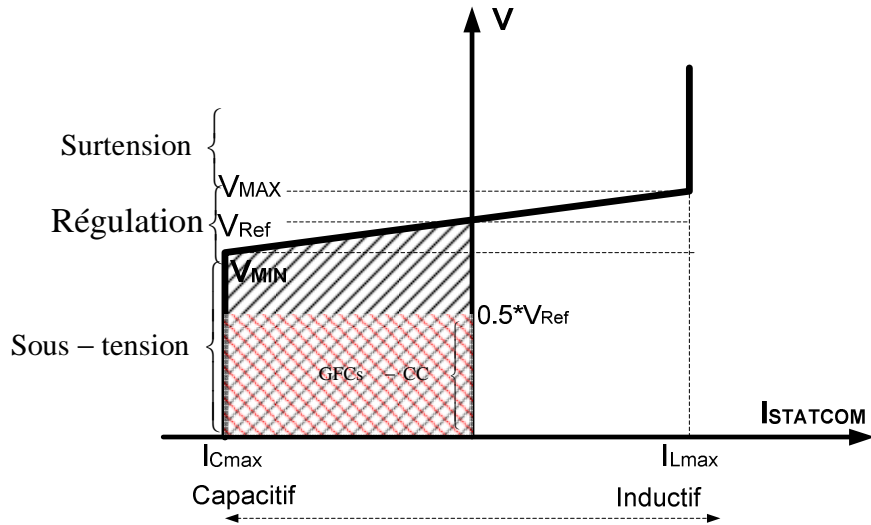


Figure III.15: Caractéristique V/I d'un compensateur STATCOM [PET 97]

### III.4.2 Contrôle des puissances envoyées au réseau

Les puissances active et réactive transitées sont exprimés en utilisant les composantes des grandeurs électriques dans le repère de Park:

$$P_{ond}^{ref} = V_{Sd} \cdot I_{Sd} + V_{Sq} \cdot I_{Sq} \quad (III.4)$$

$$Q_{ond}^{ref} = V_{Sd} \cdot I_{Sq} - V_{Sq} \cdot I_{Sd} \quad (III.5)$$

Par inversion de ces relations, les références de courants du STATCOM sont calculées en utilisant les références de puissance:

$$I_{Sd}^{ref} = \frac{P_{ond}^{ref} \cdot V_{Sd} - Q_{ond}^{ref} \cdot V_{Sq}}{V_{Sd}^2 + V_{Sq}^2} \quad (III.6)$$

$$I_{Sq}^{ref} = \frac{P_{ond}^{ref} \cdot V_{Sq} + Q_{ond}^{ref} \cdot V_{Sd}}{V_{Sd}^2 + V_{Sq}^2} \quad (III.7)$$

Pour le modèle du STATCOM implémenté dans nos simulations, la référence de la puissance active est considérée zéro. La référence de la puissance réactive est calculée en fonction de la valeur du courant que doit être compensé. Pour générer de puissance réactive, la référence de puissance doit avoir une valeur négative.

### III.4.3 Contrôle de la tension du bus DC

La condition principale pour un bon fonctionnement du STATCOM est d'avoir une tension du bus DC stable, à la valeur de consigne. Pendant que le bus DC est stable, le compensateur peut fournir de puissance réactive au système Shore et renforcer la valeur du courant de court-circuit.

Le bus DC est choisi avec une structure à deux niveaux : les deux condensateurs du bus sont disposés en série. La tension aux bornes du condensateur équivalent est obtenue par l'intégration du courant continu  $I_C$ .

$$V_0(t) = \frac{2}{C} \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} I_C dt + V_0(t_0) \quad (\text{III.8})$$

La tension de sortie du STATCOM est imposée par la commande de l'onduleur et par la valeur de la tension du bus continu  $V_0$ . En partant du schéma équivalent du STATCOM, la valeur minimale du bus DC peut être exprimée.

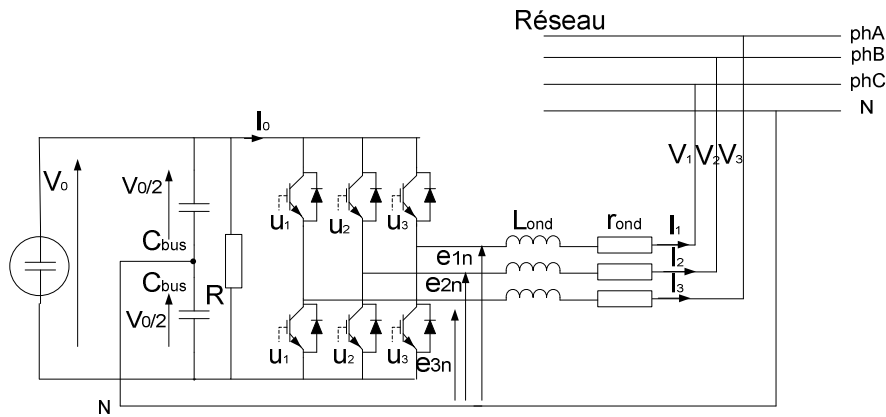


Figure III.16: Modèle topologique STATCOM

En sachant que la tension aux bornes du filtre de sortie est :  $L \frac{di_k}{dt} = e_{kn} - V_k$  (III.9)

Où  $r_{ond}$  - la résistance du filtre est négligée

$L$  - l'inductance du filtre de sortie

$i_k$  - le courant de sortie de l'onduleur

$e_{kn}$  - la tension imposée par l'onduleur

$V_k$  - la tension imposée par le réseau

Et 
$$e_{kn} = \frac{V_0}{2} \left( \frac{1+u_k}{2} \right) - \frac{V_0}{2} \left( \frac{1-u_k}{2} \right) \quad (\text{III.10})$$

Où  $V_0$  - la tension du bus DC

$u_k$  - la fonction de commutation des interrupteurs

Alors, 
$$e_{kn} = \frac{V_0}{2} u_k \quad (\text{III.11})$$

où  $u_k \in \{-1, +1\}$

Ainsi que l'équation (III.8) devient 
$$L \frac{di_k}{dt} = \frac{V_0}{2} u_k - V \sqrt{2} \sin \left( \omega t - 2(k-1) \frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{III.12})$$

Où 
$$V_k = V \sqrt{2} \sin \left( \omega t - 2(k-1) \frac{\pi}{3} \right) \quad (\text{III.13})$$



Pour  $k = 1$ , l'équation (III.12) est : 
$$L \frac{di_1}{dt} = \frac{V_0}{2} u_1 - V\sqrt{2} \sin \omega t \quad (\text{III.14})$$

On suppose que l'on cherche à injecter un courant moyen de la forme :  $i_1(t) = I_d \sqrt{2} \sin \omega t + I_q \sqrt{2} \cos \omega t$ , cela correspondra à une commande  $u_1$  dont le moyen est  $\beta_1$ , où  $-1 < \beta_1 < +1$ .

$$L \frac{d(I_d \sqrt{2} \sin \omega t + I_q \sqrt{2} \cos \omega t)}{dt} = \frac{V_0}{2} \beta_1(t) - V\sqrt{2} \sin \omega t \quad (\text{III.15})$$

et on suppose que l'on est en régime permanent :  $\dot{I}_d = \dot{I}_q = 0$  :

$$L\omega \cdot I_d \sqrt{2} \cos \omega t - L\omega \cdot I_q \sqrt{2} \sin \omega t = \frac{V_0}{2} \beta_1 - V\sqrt{2} \sin \omega t \quad (\text{III.16})$$

$$\frac{V_0}{2} \beta_1 = L\omega \cdot I_d \sqrt{2} \cos \omega t + (-L\omega \cdot I_q \sqrt{2} + V\sqrt{2}) \cdot \sin \omega t \quad (\text{III.17})$$

Sachant que  $A \cos \omega t + B \sin \omega t = \sqrt{A^2 + B^2} \sin(\omega t + \varphi)$ , où  $\varphi = \arctg\left(\frac{A}{B}\right)$

Alors, 
$$\frac{V_0}{2} \beta_1 = \sqrt{(L\omega \cdot I_d \sqrt{2})^2 + (-L\omega \cdot I_q \sqrt{2} + V\sqrt{2})^2} \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{III.18})$$

Pour cela fonctionner tout le temps :

$$-1 < \beta_1 < +1 \quad (\text{III.19})$$

$$-1 < 2 \frac{\sqrt{(L\omega \cdot I_d \sqrt{2})^2 + (-L\omega \cdot I_q \sqrt{2} + V\sqrt{2})^2} \sin(\omega t + \varphi)}{V_0} < +1 \quad (\text{III.20})$$

$$V_0 > 2 \sqrt{(L\omega \cdot I_d \sqrt{2})^2 + (-L\omega \cdot I_q \sqrt{2} + V\sqrt{2})^2} \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{III.21})$$

Si on considère que  $I_d = 0$ , alors :

$$V_0 > 2 \sqrt{(-L\omega \cdot I_q \sqrt{2} + V\sqrt{2})^2} \sin(\omega t + \varphi) \quad (\text{III.22})$$

Sachant les conditions de couplage du STATCOM à la station Shore,

- la tension du réseau,
- le courant que doit être compensé,

la tension du bus DC du STATCOM doit respecter la relation suivante :  $V_0 > 650V$ .

### III.4.4 Source du bus DC

La période de compensation du courant de court-circuit est prévue à 500ms. Pour avoir un régime stable pendant cette période, la partie continue du STATCOM doit être stable, ainsi que la source de courant du bus DC doit maintenir la tension continue très proche de la consigne. Cette source va compenser seulement les pertes de l'équipement. Pour avoir un ordre de grandeur, ces pertes peuvent être estimées approximativement de la manière suivante :

- le courant débité étant de 6000A, la puissance peut être apparentée à 4MVA (6000A sous 400V),
- les pertes approximatives d'un onduleur en régime nominal sont de 3% de la puissance nominale, les pertes du STATCOM peuvent donc être estimées à environ 120 kW.

L'apport d'énergie électrique est proportionnel à la quantité d'électricité et la différence de potentiel aux bornes de l'appareil:

$$W[J] = Q[\text{Coulombs}] \cdot \Delta V[V] = I[A] \cdot t[s] \cdot \Delta V[V] = P[W] \cdot t[s] \quad (\text{III.23})$$

L'unité habituelle pour exprimer l'énergie électrique est le kilowattheure [kWh]

$$(1[kWh] = 10^3 \cdot 3600 [J]).$$

#### Spécification de la source DC

Puissance de décharge mini 120kW ;

Capacité de décharge mini: 120kW x 0.5 s = 17Wh ;

Tension: 800Vdc ;

Fréquence de sollicitation : 1 fois par an.

Les technologies potentielles pour cette source peuvent être la batterie, la supercapacité, la capacité voir un redresseur AC/DC. L'étude de cette source pourra faire l'objet d'une étude ultérieure.

### III.4.5 Filtre de sortie du STATCOM

La valeur de la tension aux bornes des condensateurs du bus DC est considérée constante. L'inductance du filtre de sortie est mise en place afin de réduire l'ondulation du courant fourni par le STATCOM.

La valeur de l'inductance du filtre L est déterminée à partir de l'expression de l'ondulation maximale du courant  $\Delta I_{ond\_max}$  de sortie donnée par:

$$L = \frac{V_0}{8 \cdot f_s \cdot \Delta I_{out\_max}} \quad (\text{III.24})$$

Où  $\Delta I_{out\_max}$  - l'ondulation maximale du courant de sortie;

$f_s$  - la fréquence de commutation ;

$V_0$  - la tension du bus continu.

Si on considère que l'ondulation maximale du courant de sortie est fixée à:

$$\Delta I_{out\_max} = 2.5\% \cdot I_{ond} \cdot \sqrt{2} \quad (\text{III.25})$$

Les paramètres du STATCOM utilisés pour l'analyse sont présentés dans le Tableau III.1.

Paramètre		Valeur
Inductance du filtre de connexion	$L_{ond}$	116 $\mu H$
Fréquence de commutation	$f_s$	4 kHz
Tension référence	$V_{0ref}$	800V

Tableau III.1: Paramètres STATCOM

#### III.4.6 Modélisation du STATCOM

Comme précédemment, le dispositif STATCOM est connecté juste en sortie des convertisseurs de fréquence. Pour la topologie du STATCOM, on considère un convertisseur deux niveaux connecté directement au réseau. Le STATCOM est représenté comme une source de tension contrôlée équipée d'un filtre de sortie inductif.

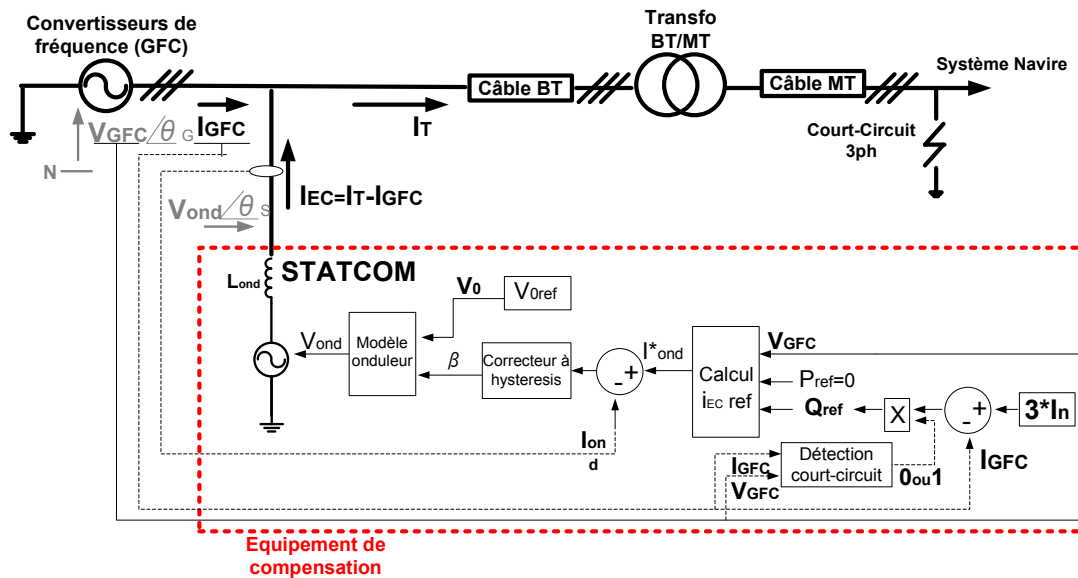


Figure III.17: Schéma électrique du système Shore-STATCOM et structure de contrôle du STATCOM

##### ■ Calcul du courant de référence du STATCOM

Les courants de référence dans le domaine dq sont calculés par rapport aux références de puissance active et réactive et les composantes de la tension du réseau ( $V_d$  et  $V_q$ ). Les équations utilisées pour ces calculs sont données dans le paragraphe III.4.2. Ensuite, le courant de référence est comparé avec le courant de sortie de l'onduleur.

##### ■ Calcul de la tension du STATCOM

La tension de sortie du STATCOM est calculée en fonction de la valeur du bus DC et le signal commutations ( $\beta_1$ ,  $\beta_2$ ,  $\beta_3$ ) comprises entre +1 et -1.

L'équation qui lie la tension du bus continu DC aux tensions du côté alternatif ( $V_{ond1}$ ,  $V_{ond2}$ ,  $V_{ond3}$ ) de l'onduleur est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ond1} \\ V_{ond2} \\ V_{ond3} \end{bmatrix} = \frac{V_{DC}}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \beta_{31} \end{bmatrix} \quad (III.26)$$

▪ Calcul du courant du bus DC

La relation entre le courant dans le bus continu  $I_{DC}$  par rapport aux courants alternatifs de sortie de l'onduleur ( $I_{ond}$ ) est définie comme suit

$$I_{DC} = \frac{1}{2} \cdot [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \beta_3] \cdot \begin{bmatrix} I_{ond1} \\ I_{ond2} \\ I_{ond3} \end{bmatrix} \quad (III.27)$$

### III.4.7 Simulation du STATCOM

Le fonctionnement du système Shore-STATCOM en régime de court-circuit triphasé a été analysé en simulation, en étudiant l'influence sur le dimensionnement du STATCOM et sur les performances du système. Le STATCOM doit être dimensionné pour assurer le courant de compensation. Pour cela, le facteur clé est la bonne coordination entre la capacité du STATCOM et le courant de court-circuit du système. Pour réaliser le dimensionnement du STATCOM, un contrôle du courant réactif a été réalisé.

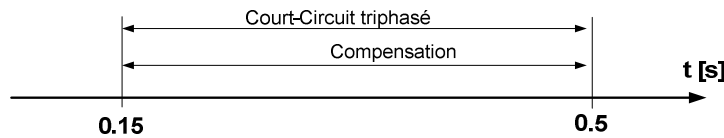


Figure III.18: Scénario de la simulation

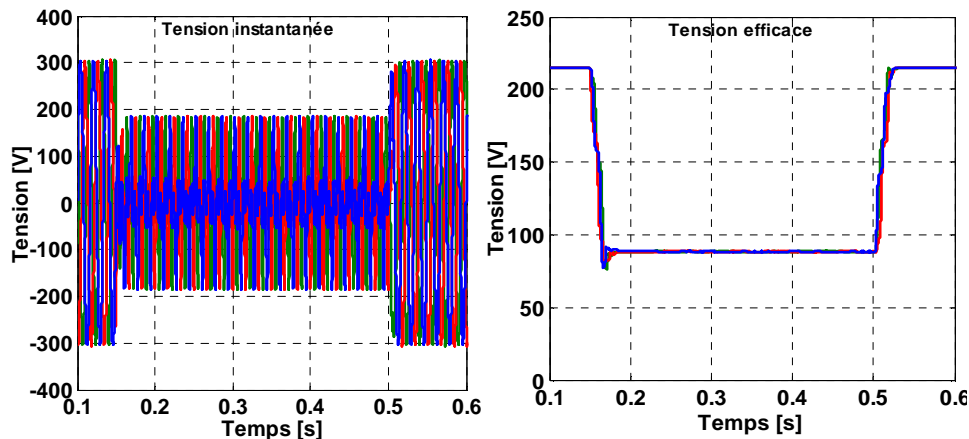


Figure III.19: Tension instantanée et efficace au point de connexion du STATCOM

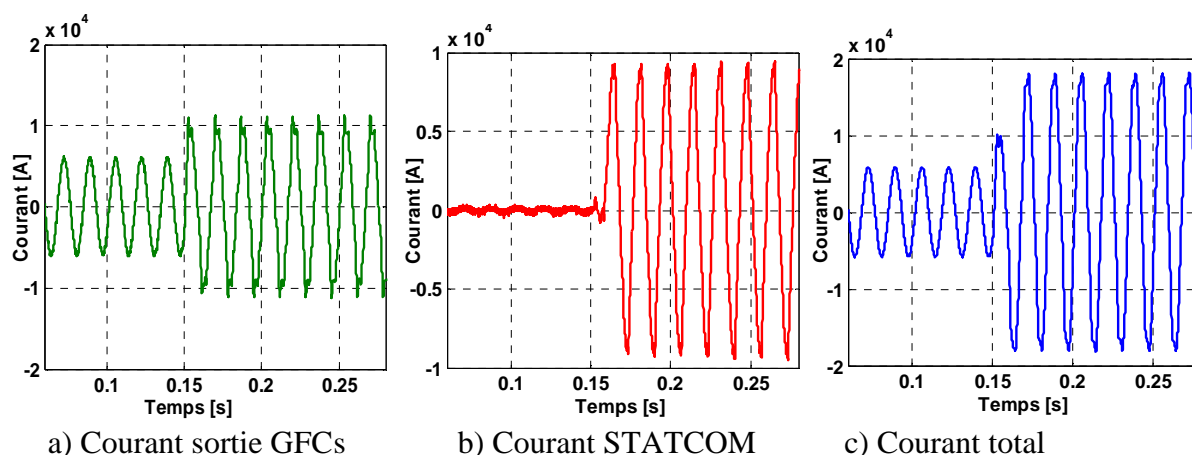


Figure III.20: Courant mesuré sur le système Shore-STATCOM

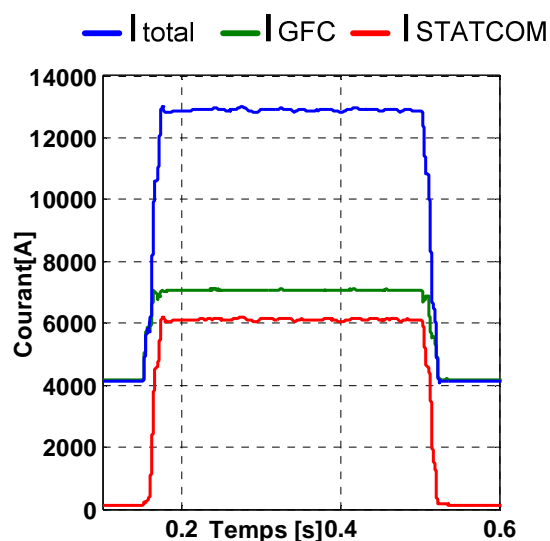


Figure III.21: Courant efficace du système Shore-STATCOM

Ainsi comme les simulations le montre, le courant fourni par les convertisseurs de fréquence pendant le court-circuit à une valeur jusqu'à  $2 \cdot I_n$ . Alors, la capacité du STATCOM doit atteindre un courant de 6000 A pour une période minimale de 500 ms pour porter le courant total de la station shore à la valeur de 12.900 A RMS (qui correspond à  $3 \cdot I_n$ ). Vu ces conditions, les paramètres de cet équipement sont:

$V_{sortie}$ nominal	$I_{sortie}$	Temps de fonctionnement minimal
230V	6000 A	500 ms

Tableau III.2: Caractéristiques STATCOM

Pour avoir une idée de la capacité du STATCOM, on peut estimer la puissance du STATCOM en faisant l'hypothèse que le STATCOM est capable de délivrer un courant de

$2 \cdot I_n$  pendant 500 ms. Le courant nominal peut donc être estimé à 3000 A, d'où une puissance nominal du STATCOM d'environ 2 MVA.

### III.4.8 Architecture du STATCOM en partant d'une structure de convertisseur de fréquence

Deux possibilités sont envisageables pour la mise en oeuvre de la solution STATCOM :

- Développement d'un STATCOM dédié à cette application;
- Modification d'un équipement existant pour aboutir au rôle du STATCOM voulu.

Pour des questions économiques, la deuxième solution peut être intéressante. En effet, si on considère l'architecture d'un convertisseur de fréquence (GFC), ce dernier comporte un redresseur, un bus DC suivi d'un onduleur. La solution imaginée est donc de décomposer la structure du GFC en deux STATCOM. Ainsi, un convertisseur de fréquence standard pourrait être utilisé comme deux STATCOM mis en parallèle en sortie comme représenté sur la Figure III.22.

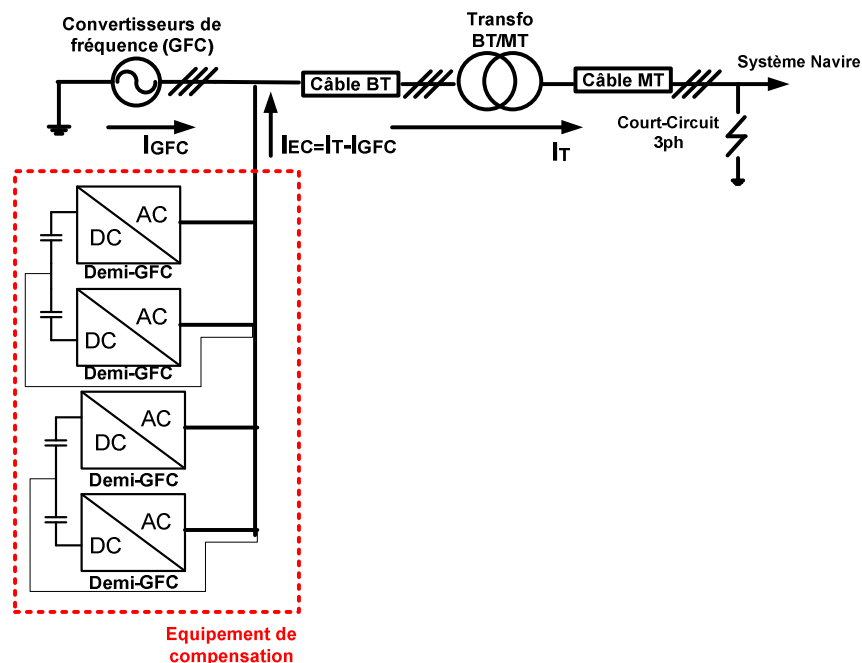


Figure III.22: Solution à base des convertisseurs de fréquence

Chaque demi-GFC peut fournir un courant pendant le court-circuit de  $2 \cdot I_{n\_GFC}$  A. Ainsi pour atteindre le courant de compensation calculé dans le paragraphe antérieur de 6000 A, il faut mettre en parallèle 4x demi-GFCs.

### III.4.9 Conclusions

La solution de compensation du courant de court-circuit avec la solution du STATCOM est une solution envisageable. La puissance apparente installée du STATCOM est l'équivalent à 4 GFCs (4 x 500 kVA). Le STATCOM est un équipement qui permet la mise en place des

stratégies complexe de contrôle-commande, ayant un comportement très proche de celui du GFC.

La solution de renforcement du courant de court-circuit utilisant des STATCOM à base de demi-GFC est une solution viable techniquement. L'architecture du système comporte donc :

- 2 GFCs (2 x 500kVA ) modifiés pour jouer un rôle de STATCOM,
- des mesures de courant et tension nécessaires au contrôle.

Cette solution n'a pas été testée, car l'installation est équivalente à la solution actuelle de surdimensionnement de la station.

### **III.5 Bilan de l'étude comparative et Conclusions**

L'objectif est de proposer une alternative techniquement viable pour un coût inférieure à la solution classique de surdimensionnement du nombre de GFC installés. Lors d'un court-circuit, le courant de court-circuit étant très inductif du fait des impédances mises en jeu, l'idée de ce chapitre est d'augmenter le courant de court-circuit en injectant un courant purement capacitif. Ainsi différentes solutions ont été imaginées sur ce principe :

- Commutation d'un banc de condensateurs
- Compensateur statique de type SVC
- Compensateur statique de type STATCOM

Le travail a consisté:

- à concevoir une architecture du système, en se raccordant juste en aval des GFCs, coté basse tension;
- à concevoir la logique de commande du système ;
- à tester le système en simulation sous Matlab ;
- à imaginer la mise en œuvre de la solution ainsi que le coût associé.

Un tableau comparatif synthétisant l'ensemble des travaux est mentionné ci-dessous.

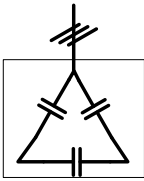
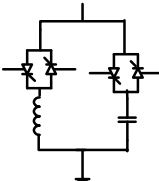
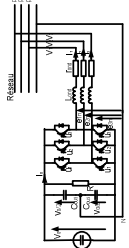
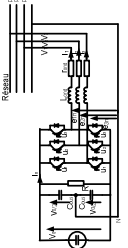
Solutions	Banc de condensateurs	SVC	STATCOM	Demi-GFCs
Synoptique solution				
Description	<ul style="list-style-type: none"> <li>-3 condensateurs</li> <li>- interrupteurs</li> <li>- mesures U,I</li> <li>- syst. contrôle</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- condensateurs</li> <li>- inductances</li> <li>- thyristors</li> <li>- syst. contrôle</li> <li>- mesures U,I</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- source DC (batterie/ supercond.)</li> <li>- bus DC</li> <li>- IGBTs</li> <li>- filter sortie</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- source DC (batterie/ supercond.)</li> <li>- bus DC</li> <li>- IGBTs</li> <li>- filter sortie</li> </ul>
Difficultés techniques	<ul style="list-style-type: none"> <li>- puissance installée (16MVar);</li> <li>-fonctionnement avec une tension proche de <math>V_n</math> ;</li> <li>- surtensions à la connexion ;</li> <li>- rég. transitoire important ;</li> <li>- connexion en conditions de court-circuit.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- puissance installée (16MVar);</li> <li>-fonctionnement avec une tension proche de <math>V_n</math> ;</li> <li>-surtensions à la connexion ;</li> <li>- inductances inutilisables ;</li> <li>- connexion en conditions de court-circuit.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- courant délivré équivalent à 4 GFCs;</li> <li>- fonctionnement avec une tension dégradée;</li> <li>- système de contrôle adapté ;</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- courant délivré équivalent à 2 GFCs;</li> <li>- fonctionnement avec une tension dégradée;</li> <li>-système de contrôle adapté ;</li> </ul>
Intérêt développement	*	**	***	****
Disponibilité	*	*	**	***
Coût du matériel	***	****	**	**
Intérêt (note finale)	*	*	***	****

Tableau III.3: Solution proposée pour l'augmentation du courant de court-circuit





***Chapitre IV. Solution innovante de  
renforcement du courant de court-circuit en  
utilisant un transformateur à deux  
enroulements primaires***



## **Sommaire du chapitre IV**

Chapitre IV. Solution innovante de renforcement du courant de court-circuit en utilisant un transformateur à deux enroulements primaires .....	85
IV.1 Introduction .....	89
IV.2 Solution envisagée.....	89
IV.2.1 Principe de l'idée .....	89
IV.2.2 Test en simulation du principe .....	91
IV.3 Détail de la solution technique avec transformateur à double enroulement.....	93
IV.3.1 Choix du basculement des enroulements coté basse tension .....	93
IV.3.2 Choix du système de basculement des enroulements .....	94
IV.3.3 Fonctionnement du contrôle –commande du système de basculement d'enroulements .....	95
IV.3.4 Stratégie de contrôle-commande du bloc de basculement des enroulements .....	96
IV.4 Identification des problématiques techniques .....	97
IV.4.1 Choix de construction du transformateur élévateur double enroulement ..	97
IV.4.2 Surintensité liée aux courants d'enclenchement et au recouvrement du basculement .....	100
IV.4.3 Surtensions liées à la coupure de circuit inductif.....	102
IV.4.4 Choix de la stratégie de basculement optimale.....	103
IV.5 Conclusions .....	105



## IV.1 Introduction

Jusqu'à présent les solutions proposées pour l'augmentation du courant de court-circuit ont été imaginées sur la base d'un équipement additionnel installé en dérivation en sortie des GFCs (conforme Figure I.15 dans le chapitre I) pour générer un courant de court-circuit supplémentaire à celui des GFCs. Un concept différent peut être d'apporter une modification au transformateur élévateur BT/MT de sortie de la station Shore afin d'augmenter le courant de court-circuit. Il est proposé dans ce chapitre d'étudier tout d'abord le potentiel de cette innovation puis de déterminer la solution technique permettant de mettre en œuvre cette idée. Enfin, une étape d'identification des difficultés relatives à la modification du transformateur et aux contraintes causées par les transitoires électriques sera présentée dans la dernière partie.

## IV.2 Solution envisagée

### IV.2.1 Principe de l'idée

Dans une installation Shore typique représentée dans la Figure IV.1, le courant de sortie  $I_2$  de l'installation Shore (coté moyenne tension du transformateur élévateur) peut être exprimé en fonction du courant de sortie des GFCs par la formule suivante:

$$N_1 \cdot I_1 = N_2 \cdot I_2 \quad (IV.1)$$

où  $N_1$  et  $N_2$  sont respectivement le nombre de spires au primaire et au secondaire du transformateur élévateur.

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_1 \quad (IV.2)$$

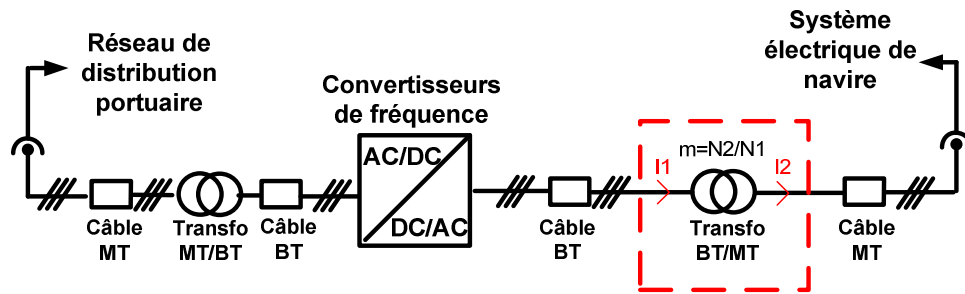


Figure IV.1: Représentation complète du système Shore [ION 13]

Ainsi en cas de court-circuit, la formule IV.2 se décline de la manière suivante:

- $I_2$  étant le courant de court-circuit MT -  $I_{cc-MT}$  «vu» par le navire;
- $I_1$  étant le courant de court-circuit des GFCs -  $I_{cc-GFCs}$  ;

On obtient: 
$$I_{cc-MT} = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{cc-GFCs} \quad (IV.3)$$

Comme il a été vu précédemment, le courant de court-circuit des GFCs est limité à une valeur fixe déterminé par les limites physiques des convertisseurs. L'idée pour

augmenter le courant de court-circuit de sortie  $I_{cc-MT}$  est de modifier le rapport de transformation pendant la période de court-circuit. En effet, si l'on double le nombre de spires au primaire ( $N'_1 = 2 \cdot N_1$ ), le nouveau courant de sortie  $I'_{cc-MT}$  est double:

$$I'_{cc-MT} = \frac{2 \cdot N_1}{N_2} \cdot I_{cc-GFC} = 2 \cdot I_{cc-MT} \quad (IV.4)$$

Le principe de l'idée est donc d'utiliser un transformateur avec un nombre de spires supplémentaires sur les enroulements primaires et d'ajouter ces spires supplémentaires uniquement en cas de court-circuit.

Le schéma électrique triphasé simple de la solution imaginée pour le transformateur élévateur est présenté dans la Figure IV.2:

- La structure standard du transformateur a été modifiée en ajoutant un enroulement primaire supplémentaire, l'enroulement  $E_2$ , et ceci pour chaque phase;
- Les enroulements primaires  $E_2$  vont être couplés ou découplés avec des interrupteurs basse tension;
- Le couplage triangle des enroulements primaires est conservée, ainsi que le transformateur aura une connexion triangle;
- Le secondaire n'est pas affecté par la modification de la structure.

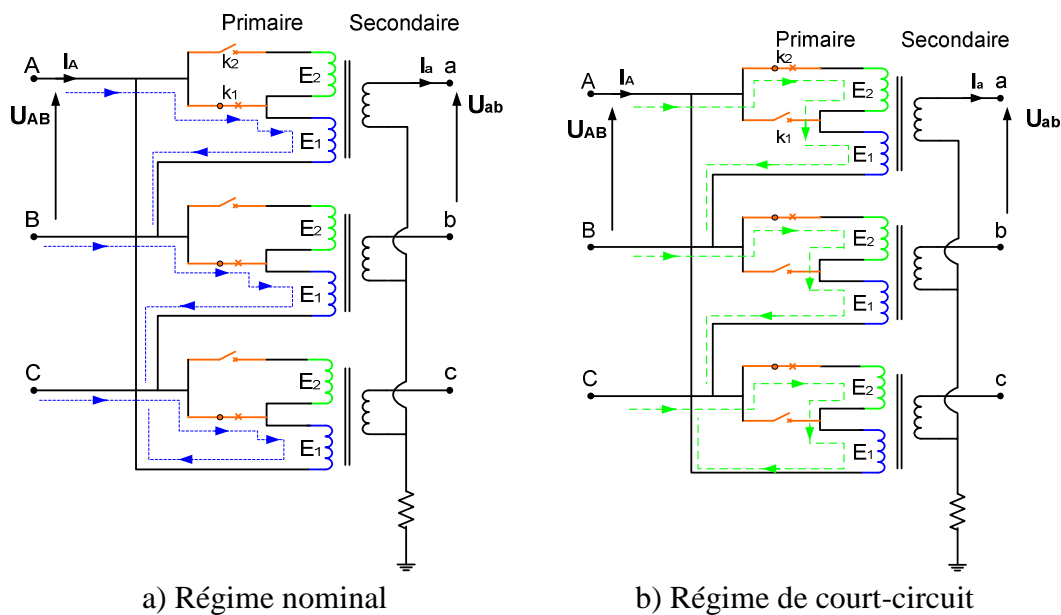


Figure IV.2: Structure électrique triphasé du transformateur spécial

En régime nominal, les enroulements  $E_1$  sont alimentés avec la tension et le courant nominal, les enroulements  $E_2$  étant à vide. Le parcours du courant est indiqué par la ligne pointillée (Figure IV.2 a)).

Quand le défaut est détecté, les interrupteurs ( $K_1$  et  $K_2$ ) mettent en série les enroulements  $E_1$  et  $E_2$ . Le transformateur passe ainsi dans la deuxième configuration

(Figure IV.2 b)). Durant cette période, les deux enroulements sont mis en série et alimentés par la tension primaire. En doublant les nombres de spires, le rapport de transformation se va changer et modifiera le courant secondaire.

#### IV.2.2 Test en simulation du principe

Pour la démonstration du principe de modification des spires dans l'augmentation du courant de court-circuit, la modélisation électrique de la station Shore doit simplement représenter la limitation du courant de court-circuit des GFCs, les spires additionnelles au primaire du transformateur et la commutation des spires additionnelles au primaire lors du court-circuit. Dans cette première approche, les transitoires électriques ne sont pas prises en compte.

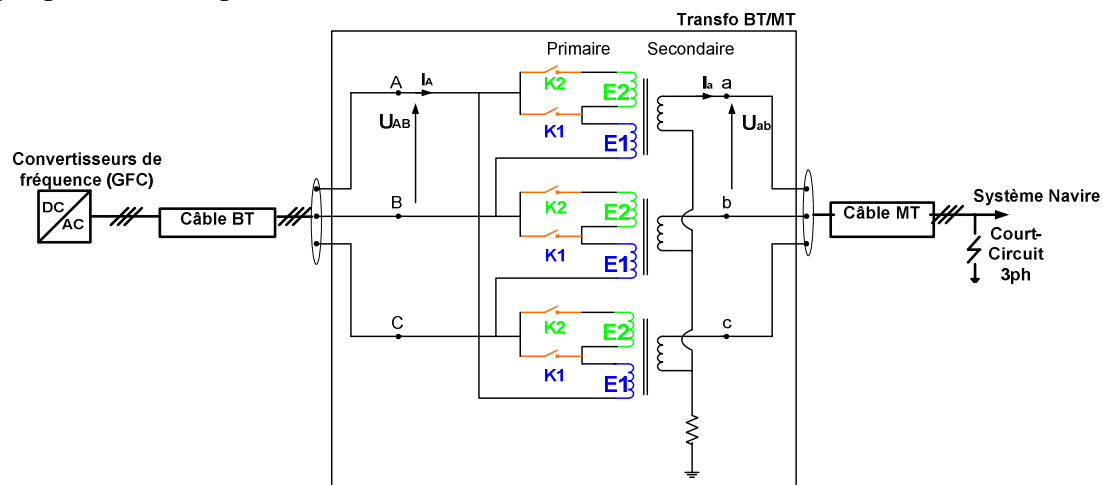


Figure IV.3: Modèle simple du système Shore équipé d'un transformateur double enroulement

Le modèle global du système Shore-Navire a été développé sous ATP-EMTP.

L'architecture du système est représentée sur la Figure IV.3:

- Le modèle des GFC utilisé est celui-ci détaillé au paragraphe II.3;
- Le modèle du transformateur est constitué de trois transformateurs monophasés idéals (la partie magnétique du transformateur est négligée). Au primaire, les enroulements peuvent être alimentés indépendamment ou en série et au secondaire les bornes sont connectées en parallèles;
- Des interrupteurs parfaits sont utilisés pour modifier la configuration du transformateur. Pour chaque phase, des interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$  permettent le changement de configuration des enroulements primaires. En régime nominal, pour n'utiliser que l'enroulement  $E_1$ ,  $K_1$  est fermé et  $K_2$  ouvert. Pour basculer les enroulements en cas de court-circuit,  $K_1$  est ouvert et simultanément  $K_2$  est fermé.



Pour simuler le basculement des enroulements après apparition d'un court-circuit coté navire, le scénario utilisé est détaillé dans la Figure IV.4.

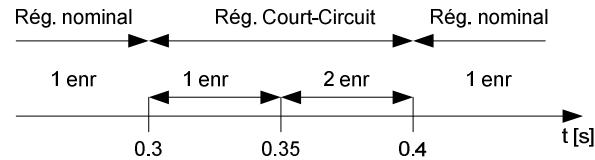


Figure IV.4: Scénario de simulation d'un court-circuit

Pendant que le court-circuit est présent en aval du système Shore, le courant de court-circuit en sortie des convertisseurs augmente de sa valeur nominale ( $t = [0.28 - 0.3]$ s) à la valeur de limitation imposée par les boucles internes de régulation des convertisseurs GFC amont ( $t = [0.3 - 0.4]$ s). Le changement du rapport de transformation à  $t = 0.35$ s ne modifie pas le courant en sortie du bloc GFC qui reste autour de la valeur limite (Figure IV.5). La surintensité apparue à l'instant 0.3 s est une oscillation numérique, provoquée par la fermeture des interrupteurs que simule le court-circuit.

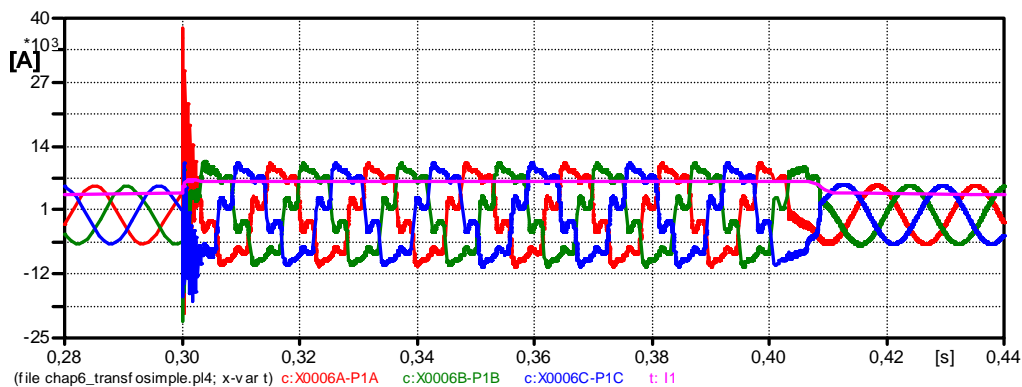


Figure IV.5: Courant primaire triphasé et sa valeur efficace

Lorsque l'on observe, sur la Figure IV.6, l'impact de la modification du rapport de transformation à  $t = 0.35$  s sur le courant de sortie coté moyenne tension, on voit que le courant de court-circuit passe d'une valeur crête de 350 A à une valeur de 700 A.

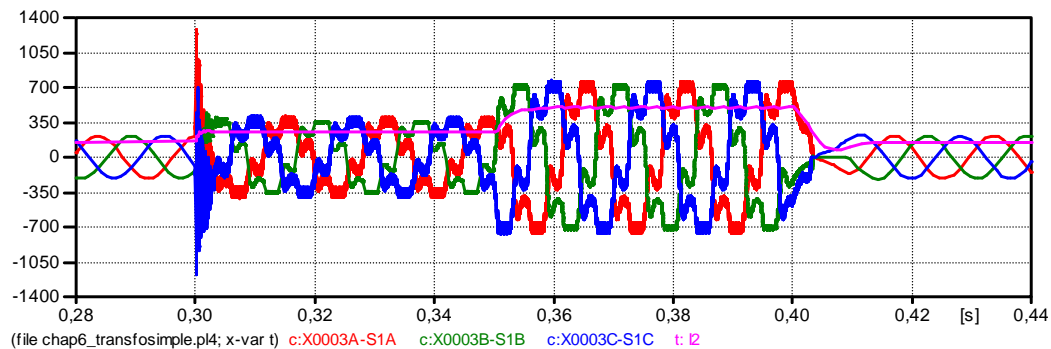


Figure IV.6: Courant secondaire triphasé et sa valeur efficace

Les équations IV.5 prouvent que la solution d'utiliser un transformateur pour le renforcement du courant de court-circuit est une solution viable.

$$I_{cc\_2enr} = 2 \cdot I_{cc\_1enr} \quad (IV.5)$$

La simulation sur ATP-EMTP de l'utilisation d'un enroulement supplémentaire au primaire du transformateur pour le renforcement du courant de court-circuit montre donc que le principe fonctionne. L'investigation peut donc être menée de manière plus approfondie.

### IV.3 Détail de la solution technique avec transformateur à double enroulement

#### IV.3.1 Choix du basculement des enroulements coté basse tension

La solution de renforcement du courant de court-circuit basée sur un transformateur double enroulement peut être mise en œuvre de deux manières différentes comme sur la Figure IV.7.

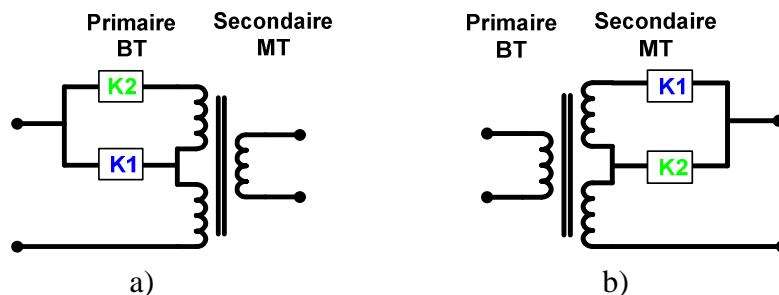


Figure IV.7: Solution de renforcement du courant de court-circuit

Dans la solution a):

- le basculement des enroulements est effectué coté basse tension en connectant en série les spires supplémentaires en cas de court-circuit,
- les interrupteurs sont coté basse tension.

Dans la solution b):

- le basculement des enroulements est effectué coté moyenne tension en déconnectant les spires supplémentaires en cas de court-circuit,
- les interrupteurs sont coté moyenne tension.

La solution a) offre l'avantage d'utiliser des interrupteurs basse tension avec des contraintes diélectriques beaucoup moins contraignante que la solution b). A l'inverse, la solution b) offre l'avantage d'utiliser un transformateur plus « classique » avec moins de contraintes de conception.

Il a été choisi dans une première approche d'investiguer la solution a) avec les interrupteurs coté basse tension pour s'affranchir des contraintes liées à la moyenne tension. Le choix d'utiliser un système de basculement des enroulements à la basse

tension a conduit tous les études vers la solution de double enroulement au primaire du transformateur élévateur.

Toutefois, la solution de diminution du nombre de spires au secondaire du transformateur pourra faire l'objet d'investigations futures pour la poursuite de ce travail.

Le système étudié par la suite, représenté Figure IV.8, est donc constitué d'une station Shore de 3 MVA équipée d'un transformateur 0.4/11 kV d'une puissance de 3 MVA avec un deuxième enroulement coté basse tension 0.4 kV.

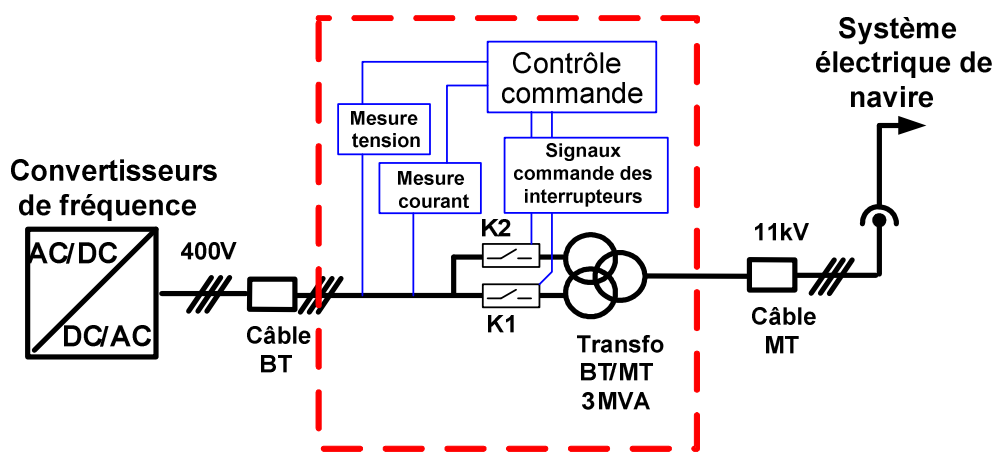


Figure IV.8: Architecture du système de basculement des enroulements coté basse tension

#### IV.3.2 Choix du système de basculement des enroulements

Dans les applications traditionnelles des transformateurs de distribution, la commutation des prises d'un transformateur est faite en fonction de la méthode opératoire:

- Le changement de prises hors charge: quand le transformateur est hors tension, le mécanisme permet le changement de prise manuel. Le changement peut se faire soit grâce à un mécanisme d'entraînement soit en intervertissant simplement les connexions des câbles d'une prise à l'autre.
- Le régleur de prises en charge mécanique permet, quant à lui, de changer de prise avec le transformateur en fonctionnement et cela grâce à un mécanisme électromécanique.
- Le régleur de prises électronique qui remplit la même fonction qu'un régleur électromécanique mais qui utilise des commutateurs électroniques offrant ainsi un temps de commutation plus rapide (20ms) et dans certains cas une durée de vie et une fiabilité améliorée.

Dans la littérature existent de nombreux travaux concernant les commandes de blocs de commutation de régleur en charge [ROG 11], [SUJ 14] ou [LOP 06] et la détection de creux de tension ou régime de défaut [ELC 59] et [ROG 10]. Toutefois, les

conditions de fonctionnement du transformateur proposées dans ce chapitre sont totalement différentes d'un réglage de tension dans un réseau de grande puissance. Les convertisseurs de fréquence imposent des contraintes qu'on ne retrouve pas dans un réseau électrique considéré de puissance infinie.

Sachant que le changement de configuration du transformateur doit se produire dans un temps très court, de l'ordre de quelques millisecondes, l'interrupteur électronique est la meilleure option pour le transformateur du système Shore. Dans cette catégorie, le mécanisme à base de thyristors tête-bêche, appelé contacteur statique, est choisi pour les raisons suivantes:

- Le coût faible des thyristors comparés à d'autres composants d'électroniques de puissance;
- La vitesse de réponse est très grande – l'interrupteur entièrement électronique peut réagir au moins une fois dans une demi-période;
- La propriété du thyristor de couper naturellement le courant au passage zéro, ce qui limite grandement les surtensions lors des commutations;
- La nécessité de la bi-directionnalité des interrupteurs menant à utilisation de 2 thyristors tête-bêche.

Les commutateurs bidirectionnels permettent:

- l'existence de la tension positive et négative à l'état non passant et du courant positive et négative à l'état conducteur;
- de commander les deux thyristors au même temps, ayant pour les deux le même état de conduction.

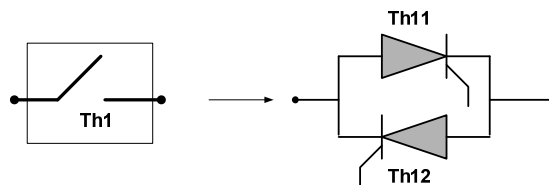


Figure IV.9: Contacteur statique

### IV.3.3 Fonctionnement du contrôle –commande du système de basculement d'enroulements

En régime normal, le transformateur fonctionne avec un enroulement primaire et le bloc  $Th_1$  conduit. Le chemin du courant primaire est tracé dans la Figure IV.10 avec la ligne continue. Une fois que le système de contrôle a détecté un courant de forte intensité et le convertisseur de fréquence passe en régime de source de courant limitée, la boucle de contrôle - commande ouvrira le bloc  $Th_1$  et donnera l'ordre d'allumage au bloc  $Th_2$ . Dans ces conditions, le courant traversera les deux enroulements disposés en série (parcours ligne pointillée).

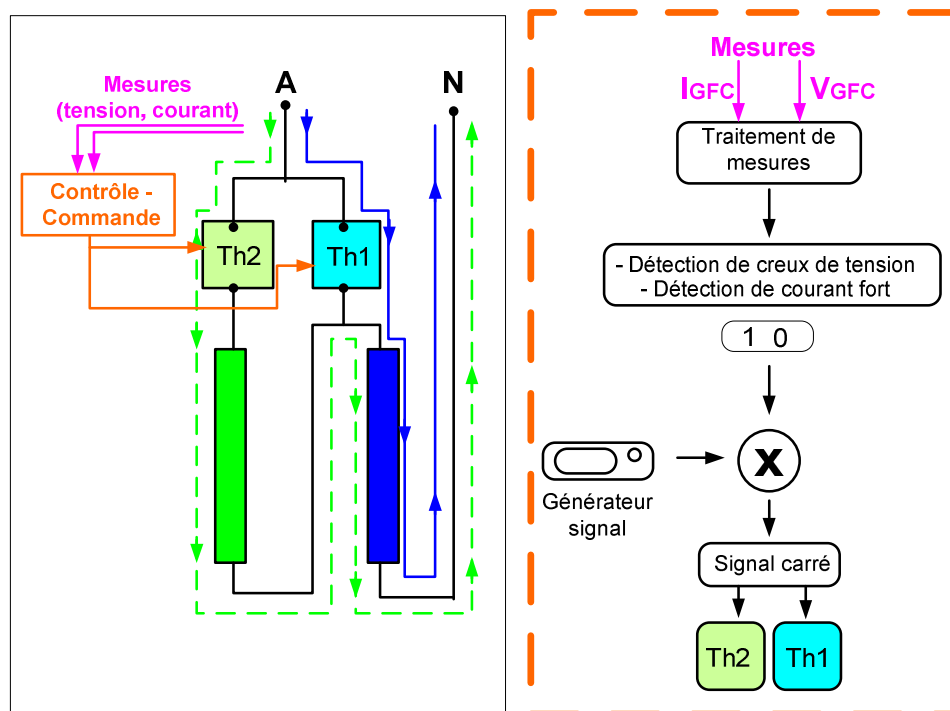


Figure IV.10: Les enroulements primaires avec les blocs de commutation – phase A

Dans la partie droite de la Figure IV.10, un schéma simplifié de la boucle de contrôle – commande du changeur de prises est montré. En fonction des mesures de tension et courant primaires, la boucle de contrôle enverra une réponse binaire : « un ou zéro » qui sera multiplié avec un train d’impulsion et transmis directement vers les deux blocs de commutation.

#### IV.3.4 Stratégie de contrôle-commande du bloc de basculement des enroulements

L’architecture du système de contrôle-commande comporte une boucle de détection de défaut et une boucle de commande de thyristors. La logique de détection de défaut a comme entrées les mesures de tension et courants. Les signaux instantanés triphasés sont convertis en valeurs efficaces en utilisant les repères dq.

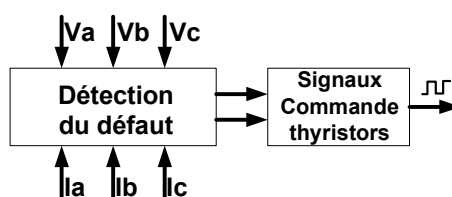


Figure IV.11: Système de contrôle-commande

Les valeurs obtenues sont comparées avec les valeurs de référence. La réponse de la tension est confrontée avec la réponse du courant et cela donne l’ordre d’allumage ou d’extinction de thyristors.

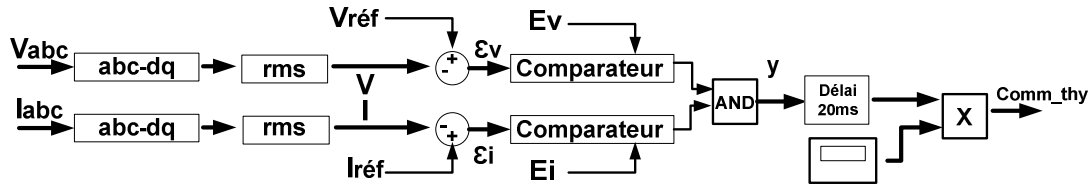


Figure IV.12: Boucle de détection du défaut

Avant d'être multiplié avec les impulsions à haut fréquence, il faut appliquer un délai qui va distinguer une transitoire d'un défaut.

#### IV.4 Identification des problématiques techniques

Le basculement statique des enroulements d'un transformateur lors d'un court-circuit induit plusieurs difficultés potentielles qui sont détaillées dans la suite de ce paragraphe.

##### IV.4.1 Choix de construction du transformateur élévateur double enroulement

Les situations de surcharges importantes, notamment les cas de défauts résultant de court-circuit externes, impliquent des augmentations significatives du courant et peuvent générer d'énormes forces à l'intérieur du transformateur.

La détermination de ces forces apparaissant à l'intérieur des transformateurs, en cas de court-circuit ou seulement en cas de forts courants, est une étape importante dans la construction du transformateur. La conception et la construction du transformateur dépend de la prévision précise de ces forces pour éviter les défaillances en service et les coûts associés. Pour l'analyse, les forces agissant sur les enroulements sont généralement divisées en deux sous-ensembles.

Tout d'abord, il y a la force radiale qui est une répulsion mutuelle entre les enroulements BT et MT. Cela tend à écraser l'enroulement BT vers l'intérieur et à repousser l'enroulement MT vers l'extérieur [HAR 12].

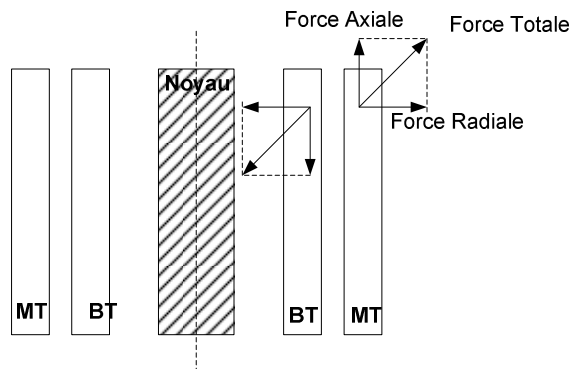
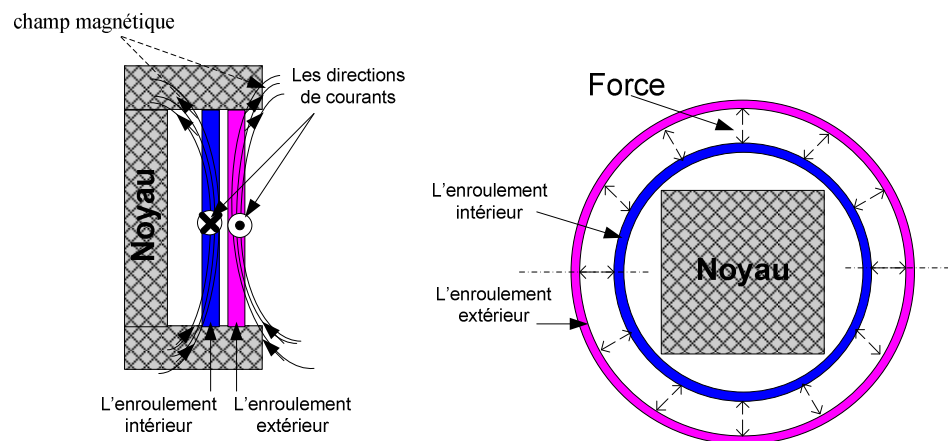


Figure IV.13: Forces radiales et axiales dans les enroulements

La force axiale, quant à elle, est une force qui peut déstabiliser l'enroulement provoquant la destruction et la fracture ou le déplacement de l'isolant. La force axiale

devient dangereuse quand les enroulements ne sont pas disposés symétriquement et sont à des hauteurs différentes.

Quand un transformateur est surchargé ou parcouru par un courant très fort, les ampères-tours primaires et secondaires sont en opposition par rapport à la base. Cet effet dans l'espace entre les deux enroulements est cumulatif et donne lieu à un champ magnétique dans l'espace inter-enroulement [NOR 10].



Le champ magnétique approximatif dans un transformateur à deux enroulements	Les forces électromagnétiques
---	-------------------------------

Figure IV.14: Représentation magnétique du transformateur

Puisque les enroulements transportent des courants importants dans des directions opposées, un déplacement de la position d'équilibre conduira à une grande force axiale qui augmentera le déplacement et produira plus d'asymétrie dans les enroulements. Ainsi, les enroulements sont disposés de telle sorte qu'ils ont des forces radiales opposées, mais pas de forces axiales asymétriques. Dans les transformateurs réels, les bobines peuvent avoir un petit déplacement initial de la position d'équilibre, mais dans les limites imposées par les normes.

Si les ampères-tours sont équilibrés dans les enroulements, les forces axiales de compression ont tendance à presser le bobinage en son milieu. S'il existe une asymétrie dans les hauteurs d'enroulement (le transformateur à point milieu, le transformateur avec prises), les ampères-tours augmentent le déséquilibre et ils créent des forces répulsives, tendant à excentrer l'enroulement. Le transformateur proposé pour le renforcement du courant de court-circuit est constitué de deux enroulements primaires et d'un enroulement secondaire.

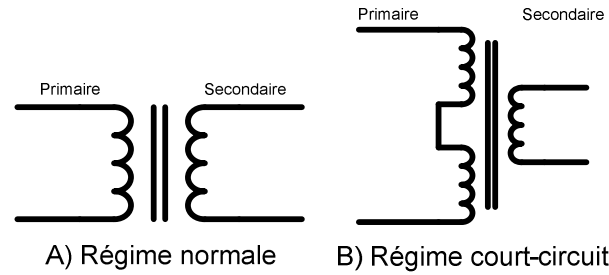


Figure IV.15: Connexion des enroulements

En partant de cette architecture, le transformateur peut être construit avec une configuration de transformateur à point milieu ou avec une configuration de transformateur avec trois enroulements comme représentée dans la Figure IV.16. En fonction de la configuration choisie, les dimensions des enroulements et du circuit magnétique vont varier.

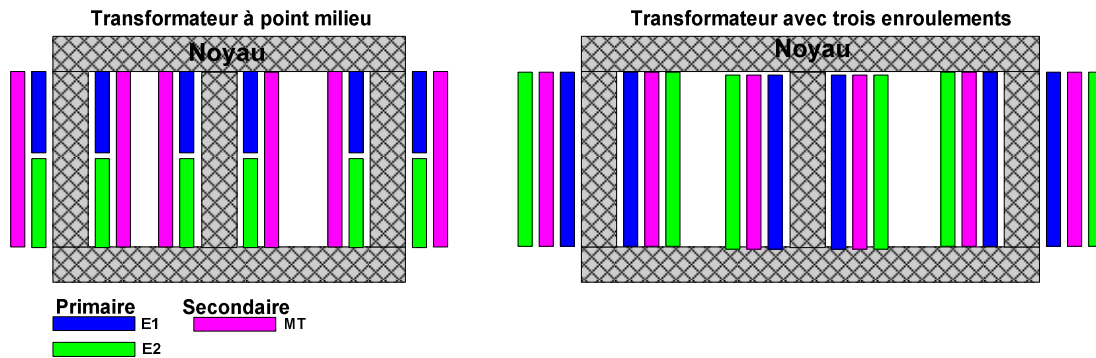


Figure IV.16: Vue de face du transformateur

L'enroulement supplémentaire, ici dessiné noté  $E_2$ , est couplé en série avec l'enroulement de base ( $E_1$ ) lorsqu'un court-circuit est détecté. En régime normal, le transformateur fonctionne avec un enroulement primaire ( $E_1$ ) et un autre au secondaire (MT). Afin de choisir une configuration pertinente du transformateur, chaque variante proposée dans la Figure IV.16 est analysée.

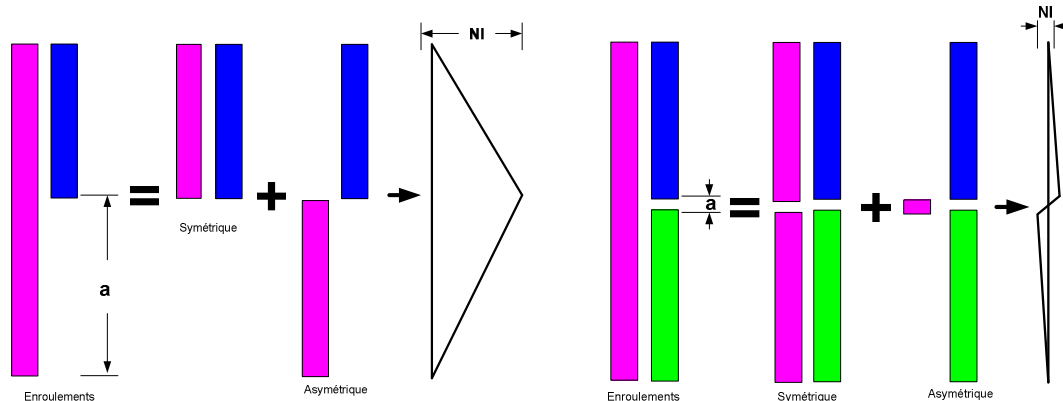
Les forces radiales dans un transformateur avec des enroulements concentriques n'ont jamais été considérées importantes par rapport aux forces axiales. Le mouvement radial n'est pas ainsi dommageable pour les structures et l'isolation de l'enroulement. Cependant, les forces axiales sont très importantes dans la construction et la disposition des bobines.

En regardant le premier exemple, le primaire du transformateur à point milieu a une hauteur inférieure à la hauteur du secondaire en régime normal de manière à permettre la mise en série de l'enroulement supplémentaire. La différence de dimension entre la répartition des spires fait apparaître une asymétrie dans la construction du transformateur et donc génère de forces électromagnétiques importantes. Afin de pouvoir représenter ces forces produites par les bobines, il faut connaître le nombre de



spires de l'enroulement et l'intensité du courant. En prenant la somme algébrique des ampères-tours des enroulements primaires et secondaires, on peut tracer un diagramme du flux radial. Cette méthode, nommée en anglais «Residual ampere-turn method» aide à déterminer les forces axiales produites par les ampères-tours radiaux [JPT 07].

Les schémas suivants (Figure IV.17) montrent le cas du transformateur à point milieu en deux situations : régime normal et régime de court-circuit.



a) 1 enroulement primaire (bleu) b) 2 enroulements primaire en série (bleu, vert)

Figure IV.17: Ampères-tours radiaux pour un transformateur

Le diagramme trace les ampères-tours radiaux en fonction de la longueur des enroulements. La distance entre eux est donnée par le paramètre «a ». Le diagramme est sous forme d'un triangle, ayant une valeur plus importante au bout de l'enroulement primaire. Autant que les enroulements sont proches de la symétrie, les forces (force =  $f(a, N, I)$ ) sont moins importantes.

Si les mêmes raisonnements sont suivis pour le cas du transformateur avec trois enroulements, cette architecture est symétrique du point de vue de forces axiales. Les spires sont arrangées de façon uniforme, occupant la totalité de la longueur du noyau.

La stratégie implémentée pour faire le choix du transformateur est simple, mais elle constitue un point de départ pour une future étude. La méthode des ampères-tours a montré que la configuration d'un transformateur à point milieu est plus contraignante.

#### IV.4.2 Surintensité liée aux courants d'enclenchement et au recouvrement du basculement

Lors de la mise sous tension à vide d'un transformateur MT/BT, un fort courant d'appel (nommé courant d'enclenchement) se produit et s'amortit avec une constante de temps de l'ordre de quelques centaines de millisecondes dépendant des caractéristiques du transformateur.

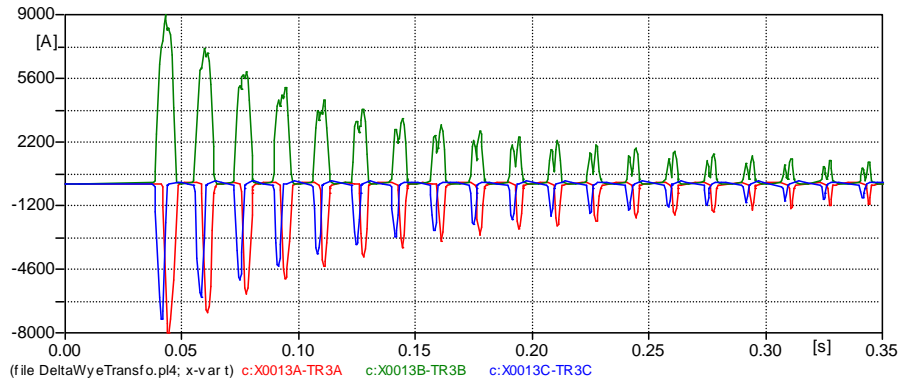


Figure IV.18: Cas typique d'un enclenchement aléatoire du transformateur 3.15 MVA  
– courant d'appel

Dans le point de vue du circuit magnétique du transformateur, la période transitoire qui précède une déconnexion et une connexion au réseau est parfaitement décrite par la représentation de la caractéristique flux-courant (la caractéristique de magnétisation du transformateur).

Le transformateur en régime nominal (Figure IV.19) a le flux magnétique ( $\Phi$ ) décalé par rapport à la tension ( $U$ ) avec un angle de  $\frac{\pi}{2}$ , il est traversé par le courant nominal ( $I_n$ ). Quand le transformateur est reconnecté au réseau après une déconnexion avec une démagnétisation complète, le flux rémanent est nul. Cette situation est représentée dans la partie a) de la Figure IV.19.

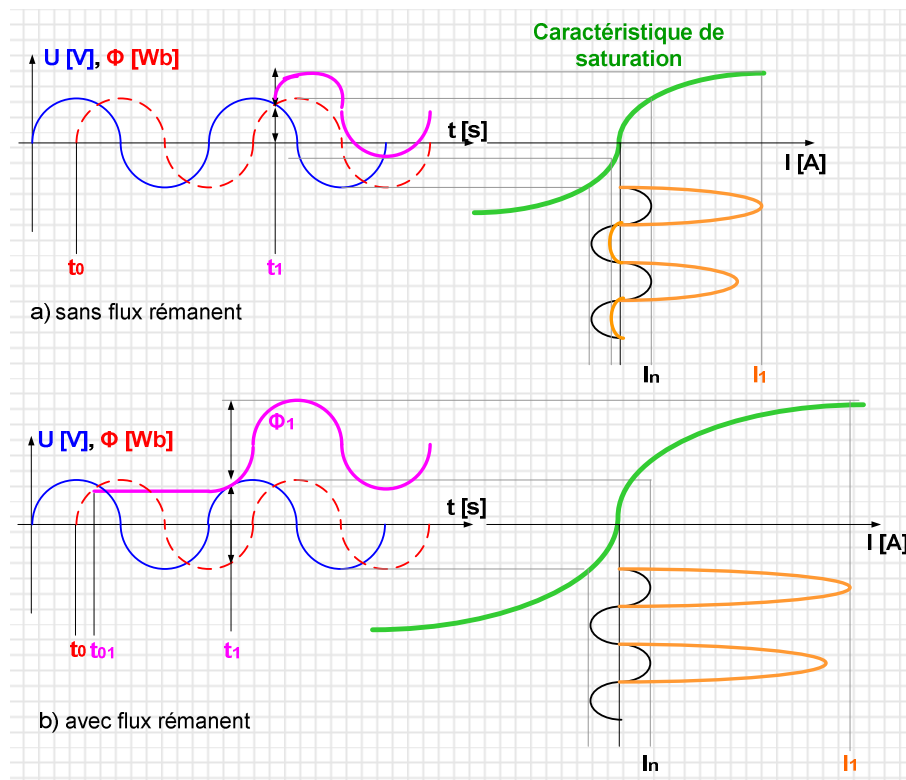


Figure IV.19: Caractéristique flux-courant du transformateur

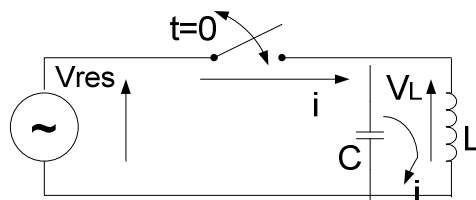
Au moment de la reconnexion ( $t_1$ ) au réseau, le flux part de la valeur instantanée ajouté à sa valeur nominale, ainsi, la valeur totale va augmenter. Cette modification influence instantanément la valeur du courant en faisant possible l'apparition du courant d'enclenchement ( $I_1$ ).

La Figure IV.19-b) montre le cas de reconnexion d'un transformateur avec un flux rémanent. Le flux rémanent est le produit d'une déconnexion aléatoire (à l'instant  $t_{01}$ ) sans passer par la démagnétisation du transformateur. Ce flux reste inchangé jusqu'à la reconnexion du circuit. A l'instant  $t_1$ , le transformateur est connecté au réseau. Le flux  $\Phi_1$  devient la somme de trois valeurs : le flux rémanent, le flux instantané et le flux nominal. Le courant d'enclenchement  $I_1$  arrive à une valeur importante, plus grande que la valeur précédente. En pratique, pour les gros transformateurs, le courant d'enclenchement peut atteindre une valeur de l'ordre de 7 à 10 fois le courant nominal avec des constantes de temps de quelques secondes. Dans le cas extrême, ces courants d'enclenchement très importants peuvent arriver aux niveaux des courants de défaut des transformateurs.

D'ailleurs, la présence des blocs de commutation à base des thyristors est un facteur important dans le plan d'analyse du courant d'enclenchement. Ce courant ne doit pas détruire les composantes du bloc de commutation. Néanmoins, la stratégie de basculement des enroulements du transformateur joue en rôle essentiel pour l'apparition de ce courant d'enclenchement. Si le circuit est interrompu, l'apparition du courant d'enclenchement est inévitable.

#### IV.4.3 Surtensions liées à la coupure de circuit inductif

La modification de l'architecture du transformateur impose le basculement des enroulements en ouvrant ou fermant un enroulement primaire qui peut s'apparenter à un circuit inductif. L'interruption du courant inductif peut amener des surtensions transitoires importantes. Le phénomène mis en jeu est représentée dans la Figure IV.20.



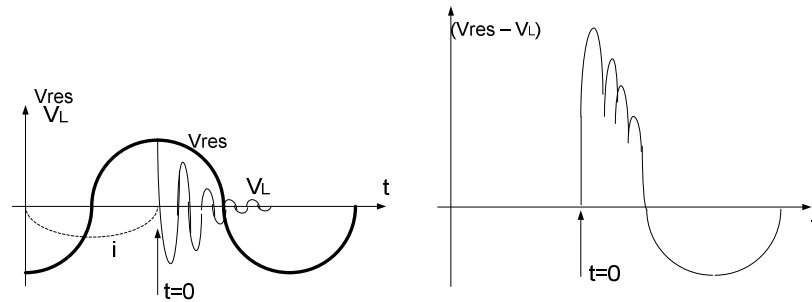


Figure IV.20: Surtensions par rapport à la tension maximale normale du réseau lors de la coupure d'un circuit inductif

Au moment de l'interruption du courant, un système oscillant constitué d'une inductance se déchargeant dans la capacité résiduelle du circuit produit une surtension transitoire phase/neutre. L'oscillation produite possède une amplitude décroissante à cause des pertes diélectriques des capacités parasites entre spires (noté C) et de pertes résistives du bobinage. Le circuit LC oscille avec la pulsation:  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ .

Le cas le plus défavorable d'une interruption du circuit est au moment de tension maximale, comme la Figure IV.20 le présente. La surtension maximale peut être calculée utilisant la formule:  $V_L = I\sqrt{\frac{L}{C}}$ . La tension a une valeur d'autant plus importante que l'inductance est plus grande et la capacité plus faible.

Ainsi les surtensions peuvent dans certains cas provoquées des mauvais fonctionnements:

- Si la surtension aux bornes de l'interrupteur est supérieure à la tenue diélectrique de l'interrupteur, des réamorçages peuvent apparaître;
- Si la tension phase/neutre est supérieure à la tenue diélectrique des équipements (transformateur, appareillage moyenne tension, capteurs de tension et de courant), certaines défaillances peuvent se produire.

#### IV.4.4 Choix de la stratégie de basculement optimale

Le synchronisme idéal entre les deux blocs est impossible, car la coupure du courant par un contacteur statique n'est pas instantanée. En effet, une fois la commande des thyristors interrompue, la coupure du courant s'effectue au passage par zéro du courant, ce qui peut prendre presque une demi-période (8.33ms).

La stratégie de basculement des enroulements du transformateur peut être réalisée de deux façons différentes: avec la discontinuité du circuit électrique ou avec la superposition des commandes - mise en court-circuit du circuit.

- avec la discontinuité du circuit électrique (Figure IV.21) :

Le basculement s'effectue en ouvrant le contacteur  $Th_1$  en premier puis après un temps garantissant que  $Th_1$  est bloqué, l'ordre de fermeture de  $Th_2$  est envoyé. Ainsi pendant un court laps de temps, les deux blocs seront bloqués et le transformateur mis hors tension. Cette situation provoquera une discontinuité d'alimentation du transformateur est susceptible de provoquer des phénomènes de courants d'enclenchement ainsi que des surtensions.

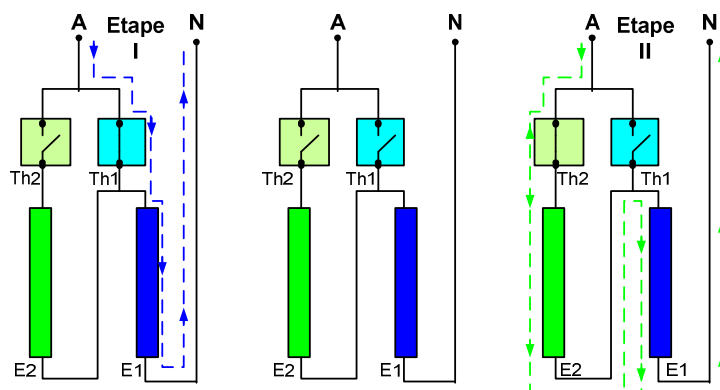


Figure IV.21: Enclenchement avec trou

- avec la superposition des commandes - mise en court-circuit du circuit (Figure IV.22):

Dans cas, le basculement est effectué en fermant en premier le contacteur  $Th_2$ , après un temps garantissant que le bloc  $Th_2$  est bien passant, l'arrêt de la commande du bloc  $Th_1$  est effectué, provoquant le blocage de  $Th_1$  quelques millisecondes plus tard. La période de superposition de conduction des blocs  $Th_1$  et  $Th_2$  provoque le court-circuit de l'enroulement supplémentaire (marquée dans la Figure IV.22— ligne continue). Ainsi pendant ce laps de temps, des phénomènes de surintensités peuvent se produire, dus d'une part à cause du court-circuit et d'autre dus à la baisse de tension pendant le court-circuit menant à un phénomène de courant d'enclenchement.

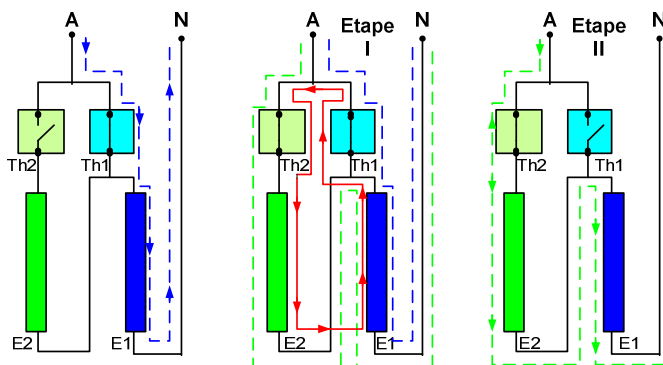


Figure IV.22: Enclenchement sans trou

## IV.5 Conclusions

Dans ce chapitre, une nouvelle solution pour l'augmentation du courant de court-circuit dans le système Shore a été proposée. La solution étudiée est un transformateur spécial avec deux enroulements primaires et un enroulement secondaire. Une fois que les conditions d'apparition du court-circuit sont détectées, le transformateur change sa configuration en utilisant un système de basculement électronique. La structure de ce transformateur a été présentée et analysée et ensuite modélisée sous ATP-EMTP.

Les résultats sont satisfaisants, il est possible d'envisager l'utilisation du transformateur comme un dispositif de renforcement de courant de court-circuit. La seule condition imposée pour l'applicabilité de cette solution est que la source d'alimentation du transformateur doit être une source de courant. Ce qui est respecté parfaitement par le groupe de convertisseurs amont.

Le choix des composants pour la mise en place de la solution proposée est réalisé en fonction des besoins du système Shore:

- le transformateur à double enroulements est construit en partant du transformateur standard de la station Shore en ajoutant l'enroulement supplémentaire à la structure déjà présente;
- le système de basculement de prises est réalisé utilisant des thyristors tête-bêche à basse tension ;
- le système de contrôle-commande de la solution est réalisé en tenant compte des possibles régimes transitoires.

Toutefois, le basculement de prise du transformateur peut induire des phénomènes transitoires qui nécessitent d'être étudiés afin de consolider la faisabilité de cette solution.

Avant cela, il est proposé d'étudier, dans le chapitre suivant, la faisabilité du système par la mise en place d'un banc d'essai. L'objectif de ce banc d'essai est de tester, à échelle réduite, la mise en œuvre d'un tel système ainsi la possibilité de tester les diverses stratégies de basculement.



***Chapitre V. Simulation temps-réel hybride  
sur maquette laboratoire***





### **Sommaire du chapitre V:**

Chapitre V. Simulation temps-réel hybride sur maquette laboratoire.....	107
V.1 Objectif du banc expérimental .....	111
V.2 Architecture temps réel hybride en puissance (PHIL) .....	111
V.3 Mise en œuvre du banc d'essai pour le transformateur double enroulement primaire	112
V.3.1 Simulateur en temps réel .....	113
V.3.2 L'amplificateur de puissance .....	115
V.3.3 Transformateur triphasé double enroulement.....	115
V.3.4 Contacteurs statiques .....	116
V.3.5 Charge fixe [Annexe A.IX] .....	117
V.3.6 Charge électronique [Annexe A.VIII] .....	117
V.3.7 Capteurs tension –courant.....	117
V.4 Similitude et facteur d'échelle .....	117
V.5 Correspondance avec les éléments physiques.....	118
V.5.1 Modélisation du GFC sous RT-Lab.....	118
V.5.2 Implantation d'un modèle d'un court-circuit.....	120
V.5.3 Système de basculement des enroulements .....	122
V.6 Simulations temps réel hybride de la solution proposée pour le renforcement du courant de court-circuit .....	123
V.6.1 Descriptif des scenarii sur le système global (fonctionnement normal de l'ensemble) et simulations PHIL .....	123
V.6.2 Résultats des simulations PHIL .....	124
V.7 Conclusions .....	131



## V.1 Objectif du banc expérimental

Un banc d'essai temps réel spécialement conçu pour étudier la solution proposée à base d'un transformateur double enroulement a été mis au point au laboratoire G2Elab. Le but est de valider les architectures physiques et algorithmiques des chapitres précédents, c'est-à-dire le renforcement du courant de court-circuit via un transformateur triphasé à double enroulement primaire. Un prototype à échelle réduite a été ainsi mis en place. Le chapitre débute par une présentation du concept de simulation en temps réel et temps réel hybride et une présentation des architectures dédiées. Suivent ensuite les essais proprement dits, leur présentation et les commentaires y inhérents.

## V.2 Architecture temps réel hybride en puissance (PHIL)

Le concept de simulation en temps réel est utilisé pour reproduire le plus fidèlement possible le comportement d'un système physique. Il donne la possibilité de tester des équipements dans les conditions les plus naturelles possibles, très proche des conditions expérimentales du dispositif réel, c'est-à-dire le composant ou le système dans un environnement et pour des scénarii correspondant aux conditions de la réalité physique. Par ailleurs, la notion de temps réel implique un temps de simulation identique avec le «temps réel» physique.

La construction du banc d'essai en temps réel au lieu d'un système physique apporte un nombre important d'avantages ; ces avantages vont de la maîtrise totale des scénarii et des facteurs exogènes au système jusqu'à l'exploration de modes de fonctionnement qui, dans le réel, auraient conduit à la destruction. Par ailleurs, le coût réduit du banc de test par rapport à des essais grandeur réelle reste un avantage non négligeable.

Le banc expérimental est un banc complexe qui respecte les principes du simulateur temps-réel hybride en puissance nommé en anglais «Power Hardware In the Loop (PHIL)» [FLO 12]. Il est constitué d'une partie simulée numériquement connectée à une partie analogique de puissance. Entre les deux parties, de vrais courants et de vraies tensions vont être présents. La connexion entre le simulateur temps-réel et les éléments physiques se fait utilisant une interface de puissance (un amplificateur de puissance et des capteurs de tension et de courant).

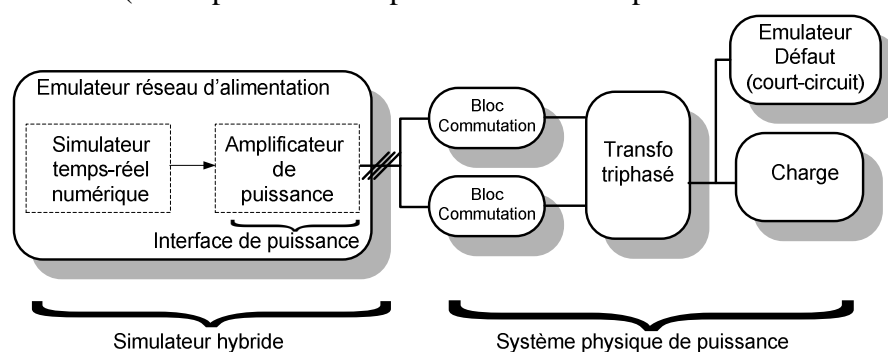


Figure V.1: Vue schématique de la synoptique du banc expérimental

L'objectif du banc de test est de valider la solution de commutation statique des enroulements du transformateur pendant un court-circuit. Les composants que l'on souhaite tester sont donc

les commutateurs statiques ainsi que le transformateur, le reste des équipements pouvant être modélisés, si possible, par le simulateur.

Ainsi, l'architecture proposée du banc de test temps réel de la solution avec transformateur double enroulement est représentée sur la figure V.1. Le principe du banc est d'émuler le GFC en utilisant la simulation temps réelle et de connecter cette source via un amplificateur de puissance sur le système « physique » constitué par les commutateurs statiques, le transformateur double enroulement débitant sur une charge pilotable. D'autre part le contrôle des blocs thyristor ainsi que le contrôle de la charge est aussi assuré par le simulateur via des signaux au niveau d'une carte de sorties analogiques.

Ainsi différentes stratégies de commande et de régulation sont implantées dans le simulateur temps-réel et peuvent être testées aisément sur le système physique :

- Boucle de détection de court-circuit pour déterminer les instants de basculement ;
- Stratégies de basculement des commutateurs avec recouvrement ou sans recouvrement.

Ce banc de test doit permettre les tests de vérification de la solution proposée au chapitre IV en testant divers scénarii et en mesurant les grandeurs physique sur le système pour déterminer si le principe d'augmentation de courant de court-circuit fonctionne ainsi que les contraintes de surintensités et des surtensions sont acceptables.

### **V.3 Mise en œuvre du banc d'essai pour le transformateur double enroulement primaire**

Un schéma de principe du banc de test qui a été mis en œuvre est présenté dans la Figure V.2. Comme déjà mentionné auparavant, le banc d'essai contient deux parties principales:

- La partie simulée numériquement (Software) est implémentée sous le simulateur en temps réel RT-Lab utilisant l'interface du logiciel MATLAB®/Simulink. Le système modélisé ici est constitué de la source d'énergie (un modèle simplifié de GFC), du système de détection de défaut et de l'algorithme de commande des blocs de commutation et de courant de court-circuit.
- La deuxième partie, la partie analogique de puissance (Hardware) contient un amplificateur, des capteurs tension-courant, le transformateur, les blocs de commutation et les charges. Tous les composants numériques et analogiques du système, sont interconnectés pour fonctionner en boucle fermée.

Les éléments physiques du banc de test sont présentés dans la Figure V.3 et ensuite leurs spécifications techniques sont détaillées.

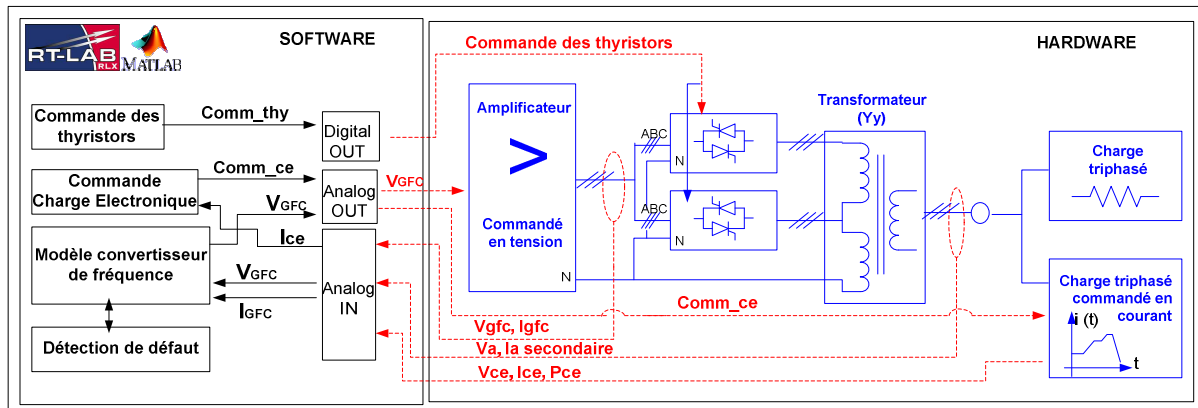


Figure V.2: Schéma de principe du banc d'essai

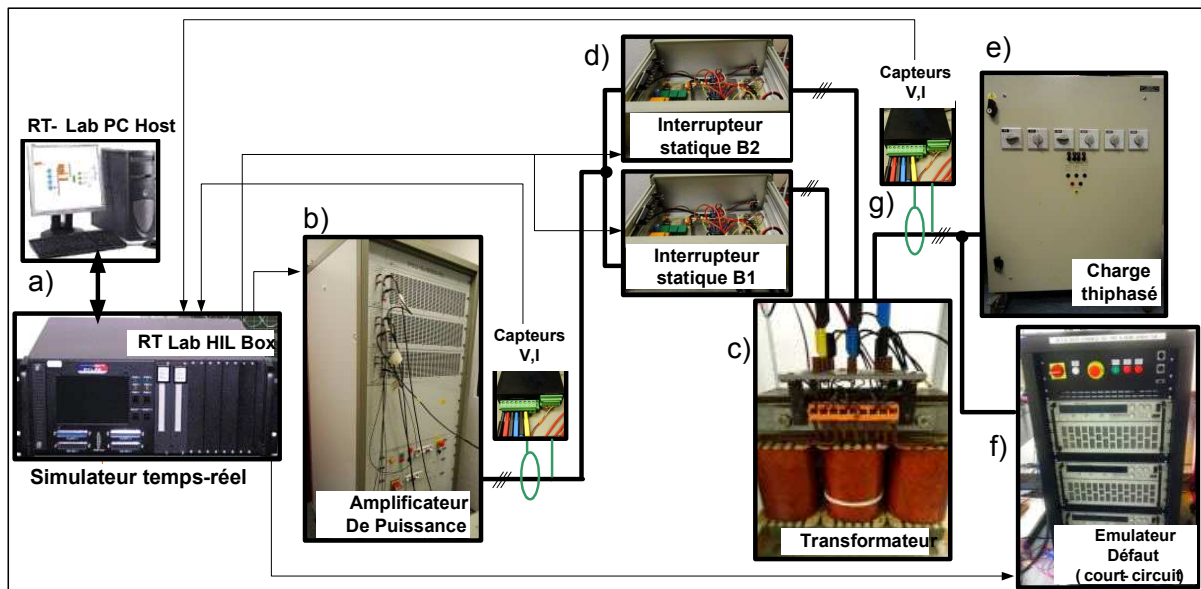


Figure V.3: Eléments physiques du banc d'essai

### V.3.1 Simulateur en temps réel

L'élément principal du banc d'essai, autour duquel les autres équipements sont disposés, est le simulateur en temps réel RT-Lab. Ce simulateur est développé par Opal-RT Technologies (Montreal Canada) et utilisé depuis longtemps au sein du laboratoire G2Elab [AND 09],[GOM 05].

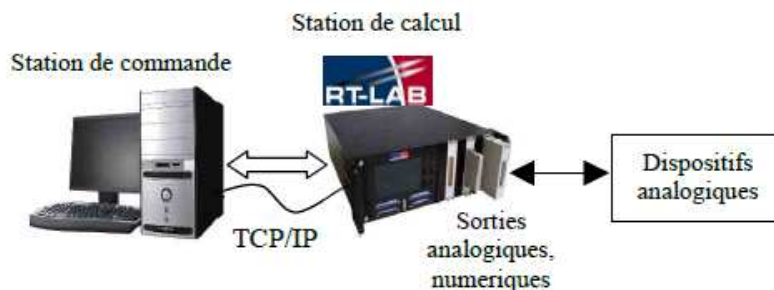


Figure V.4: Simulateur RT-Lab

RT-Lab permet de convertir des modèles Simulink en temps réel via Real-Time Workshop et de les exécuter sur un ou plusieurs processeurs. La plateforme matérielle de RT-Lab comporte trois parties principales [OCN 08]:

- **Station de commande** – nommée aussi hôte (conception et développement) – permet la réalisation et la validation des modèles, la génération de code, l’analyse du système hors temps-réel;
- **Station de calcul** – nommée aussi cible, qui permet d’exécuter les simulations en temps-réel;
- **Les cartes d’entrées/sorties** – sont incluses dans la station de calcul. Avec ces cartes, les signaux de commande sont envoyés vers les équipements analogiques et les signaux de mesures de paramètres réels reviennent dans le milieu numérique.

Les grandeurs échangées entre le simulateur RT-Lab et les dispositifs analogiques sont:

- **Des signaux de contrôle-commande**, avec une connexion directe, sans aucune interface physique (commande thyristors et commande courant « de court-circuit »);
- **Des vrais courants et des vraies tensions**, ce qui rend nécessaire des capteurs de courants et de tensions, au moyen d’une interface de puissance (amplificateur de tension) – le simulateur est utilisé comme un simulateur hybride temps réel en puissance PHIL («Power Hardware In the Loop»).

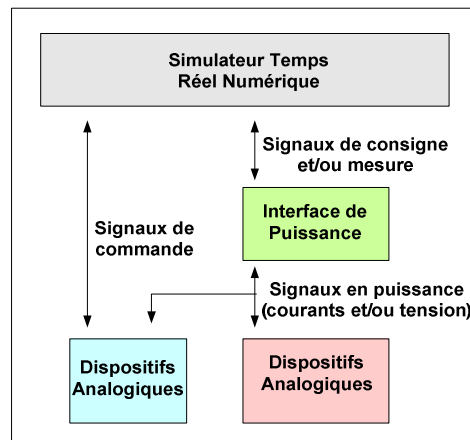


Figure V.5: L’échange des signaux entre simulateur et dispositifs analogiques

Comme le schéma précédent (Figure V.5) le montre, les signaux de consigne du simulateur sont envoyés vers l’interface de puissance, ici, l’amplificateur lequel poursuit en réel les références fournies pour alimenter les équipements analogiques. Le modèle simplifié de GFC (la partie software) avec l’amplificateur reproduisent le comportement du convertisseur de fréquence GFC en régime normal et en régime de défaut (de court-circuit).

### V.3.2 L'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance permet la transformation des signaux de sortie du simulateur temps-réel numérique (habituellement signaux en tension ( $\pm 10V$ ) en tensions et/ou courants réels, jusqu'à  $180V_{eff}$  entre phases et  $80A$  en transitoire) [OCN 08]. Le Tableau V.1 cite les caractéristiques nominales de sortie de l'amplificateur.

$V_{sortie}$ nominal	$I_{sortie}$ nominal	$P_{sortie}$ nominal	$I_{sortie}$ max
$180 V_{eff}$	$20 A_{eff}$	$2000 W$	$80 A_{eff}$

Tableau V.1: Caractéristiques nominales de sortie de l'amplificateur

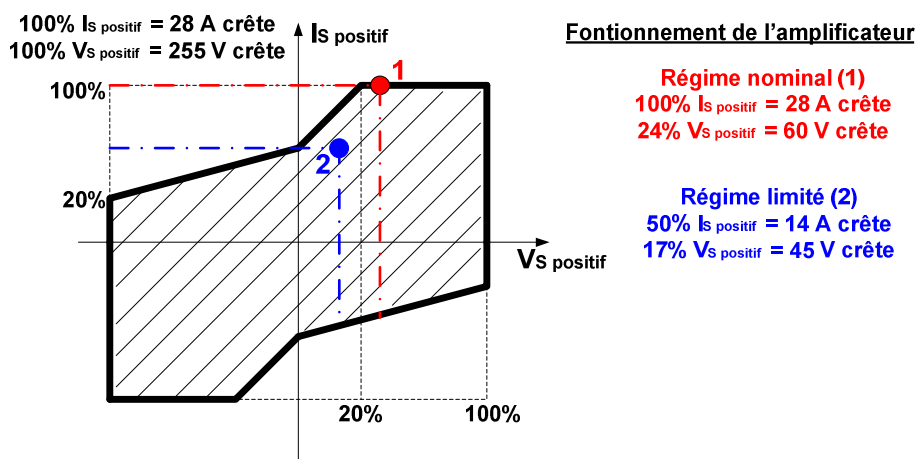


Figure V.6: Courbe de l'amplificateur – charge inductive (donné constructeur)

La Figure V.6 présente le profil de fonctionnement de l'amplificateur pour l'alimentation d'une charge inductive donnée par le constructeur. Dans le banc d'essai, l'amplificateur est utilisé en deux modes de fonctionnement (mode 1- « régime nominal » et mode 2- « régime court-circuit ») avec les caractéristiques notés sur la figure.

Une description technique plus détaillée est donné dans l'annexe A.X.

### V.3.3 Transformateur triphasé double enroulement

Le transformateur utilisé dans cette application a une puissance apparente de 5.3 kVA, avec deux enroulements au primaire et un enroulement au secondaire. Le banc d'essai supporte donc une puissance d'environ 600 fois plus petite que le système Shore (3 MVA).

#### Caractéristiques :

Tension Primaire : 73,5 V ; Tension Secondaire : 220 V ; Rapport de transformation = 3.

Tension Primaire : 147 V ; Tension Secondaire : 220V ; Rapport de transformation = 1.5.

Impédance de court-circuit : 5%

Pertes fer : 55 W.

Pertes cuivre : 15 W.



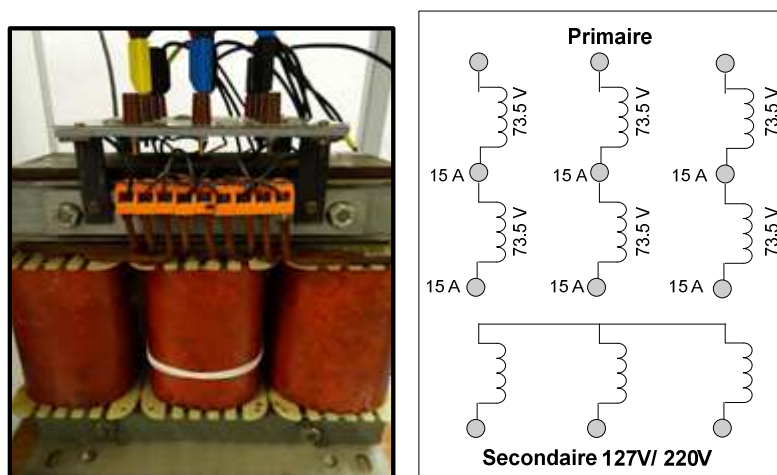


Figure V.7: Le transformateur et le schéma électrique du transformateur

Le transformateur est alimenté par l'amplificateur de puissance à travers deux blocs de commutation.

### V.3.4 Contacteurs statiques

Les bloc de commutation contiennent un contacteur statique par phase à base de thyristors et se comportent comme des interrupteurs triphasés. Ils permettent d'établir ou d'interrompre la liaison entre la source de tension (l'amplificateur) et le récepteur (un enroulement du transformateur).

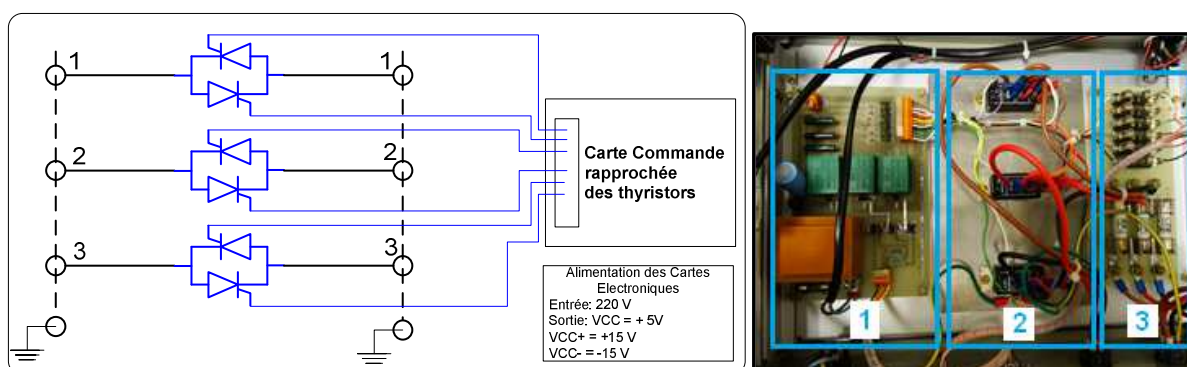


Figure V.8: Ensemble de commutation: 1.Composants de commande; 2. Trois modules thyristors – tête- bêche; 3.Carte d'alimentation

L'interrupteur est composé de deux thyristors montés tête-bêches par phase. Cet étage de puissance est associé à un étage de commande contrôlé par un signal numérique tout ou rien (0, 1).

Vnominal	I <sub>max</sub> (opération continue)	$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{cr}$	$\left(\frac{dI}{dt}\right)_{cr}$
500 V	95 A	500 V / $\mu$ s	150 A / s

Tableau V.2: Caractéristiques des thyristors (SEMIKRON SKKT 56/06 D)

### V.3.5 Charge fixe [Annexe A.IX]

La charge triphasé résistive est nommée « charge fixe » car elle reste constante tout au long de la simulation. Elle représente la charge du système en régime normal (régime non-perturbé).

Vnominal	P <sub>sortie</sub> nominal	Commutateur
Triangle - 400 V	6 kW	6 prises de 5%
Etoile – 230V		

Tableau V.3: Caractéristiques de la charge fixe

### V.3.6 Charge électronique [Annexe A.VIII]

La charge électronique a été utilisée pour avoir un courant supplémentaire au niveau du secondaire du transformateur dans le scénario de court-circuit. Ainsi la charge est vue comme un courant variable qu'apparaîtra au moment de « court-circuit » au niveau du secondaire du transformateur.

Tension d'entrée Max / Min	Courant max	Puissance	Entrées analogique
260 V / 3V	20 A	2 800 W	0 ÷ 7 V

Tableau V.4: Caractéristiques de la charge électronique

### V.3.7 Capteurs tension –courant

Les capteurs permettent de mesurer les courants, les tensions, qui seront utilisés par la suite par le simulateur numérique temps réel.

Mesures	Tension	Entrées courant	Entrées tension
Jusqu'à 6 signaux de tension	± 10 V	Configurable pour	Configurable pour
Jusqu'à 6 signaux de courant		25 et 50 A	400 et 600 V

Tableau V.5: Caractéristiques des capteurs

## V.4 Similitude et facteur d'échelle

Les équipements mis à disposition pour la mise au point du banc de test limite la puissance du banc d'essai pour l'émulation de la source d'énergie du fait des courants mis en jeu lors de court-circuit (15A). La partie hardware limite ainsi les potentielles analyses des phénomènes transitoires à grand échelle.

La différence en puissance entre les deux systèmes est très grande, mais les phénomènes étudiés sont similaires. La validation de la solution de renforcement de courant de court-circuit peut donc être envisagée avec un banc de petite échelle sachant que les phénomènes transitoires pourront être ensuite étudiés en simulation purement numérique. Le comportement dynamique du changement de configuration du transformateur et la réaction du système dans ces conditions sont ceux que nous cherchons à étudier.

La concordance entre le système réel et sa représentation trouvée dans le banc d'essai peut se réaliser par le respect de certaines conditions relatives à la similitude magnétique du transformateur et à la similitude électrique du circuit : le facteur d'échelle de la tension et du courant. La Figure V.9 illustre la correspondance qui a été établie entre la réalité du terrain et le banc d'essai.

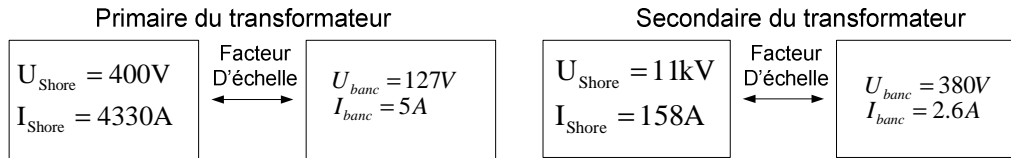


Figure V.9: Facteur d'échelle

Le facteur d'échelle de la tension ( $\chi$ ) peut être exprimé comme un rapport entre la tension utilisée par le banc d'essai ( $U_{banc}$ ) et la tension réelle ( $U_{réel}$ ):

$$\chi = \frac{U_{banc}}{U_{réel}} \quad (V.1)$$

De même, le facteur d'échelle du courant ( $\gamma$ ) se définit comme :

$$\gamma = \frac{I_{banc}}{I_{réel}} \quad (V.2)$$

Où  $I_{banc}$  est le courant du banc d'essai et  $I_{réel}$  celui du système réel.

Nous n'avons bien entendu pas l'intention de pousser plus loin les études de similitude car on devrait alors pousser l'homothétie jusqu'aux puissances transitées et aux pertes.

## V.5 Correspondance avec les éléments physiques

Ce paragraphe a pour but une brève identification des éléments simulés et émulsés sur le banc d'essais. Le terme « émuler » est utilisé pour décrire un comportement physique d'un dispositif reproduit physiquement directement ou par analogie.

### V.5.1 Modélisation du GFC sous RT-Lab

Comme détaillé dans le paragraphe II.3.2, le GFC peut se retrouver dans trois situations en fonction de la puissance demandée par la charge. On retient qu'à partir d'une certaine valeur du courant crête (correspondant à un défaut électrique), le GFC écrête le courant de sortie limitant ainsi le courant de défaut (Figure II.5 et Figure II.6).

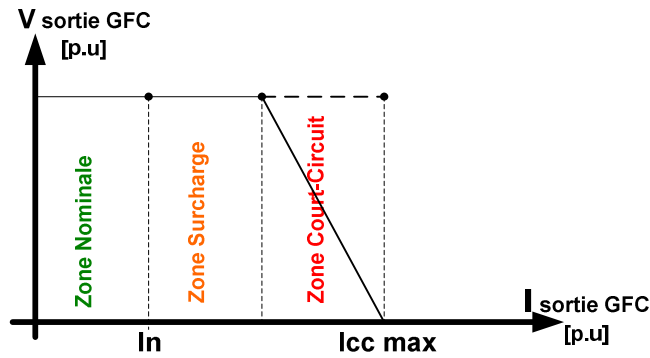


Figure V.10: Caractéristique V(I) du GFC

La boucle de régulation du courant et de la tension de sortie du GFC, représentée Figure II.5, représente le comportement réel du convertisseur en cas de court-circuit avec l'écrtage du courant de sortie. En négligeant les effets des harmoniques du courant dus à l'écrtage, un modèle simple du GFC peut être établi en utilisant une source de tension sinusoïdale avec une caractéristique V(I) représentant la limitation en courant. Comme le montre la Figure V.10, le GFC se comporte donc comme une source de tension limitée en courant.

Ainsi pendant la période « court-circuit », la forme de la tension n'est pas déformée. Cet aspect sera toutefois abordé en simulation avec le logiciel ATP-EMTP, dans le chapitre suivant. Le bloc de convertisseurs du banc d'essai a donc été émulé, en simplifiant le comportement du convertisseur de fréquence, par une caractéristique courant-tension (Figure V.11).

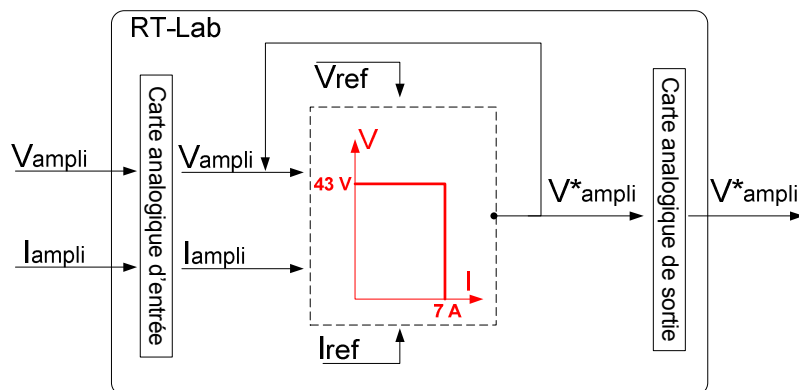


Figure V.11: Représentation bloc GFCs

Les signaux mesurés en sortie d'amplificateur ( $V_{ampli\_A}$  - Figure V.12) rentrent via les entrées analogiques dans le simulateur RT-Lab. La consigne de tension ( $V_{modif}$ ) est envoyée vers l'amplificateur utilisant la voie de sortie analogique.

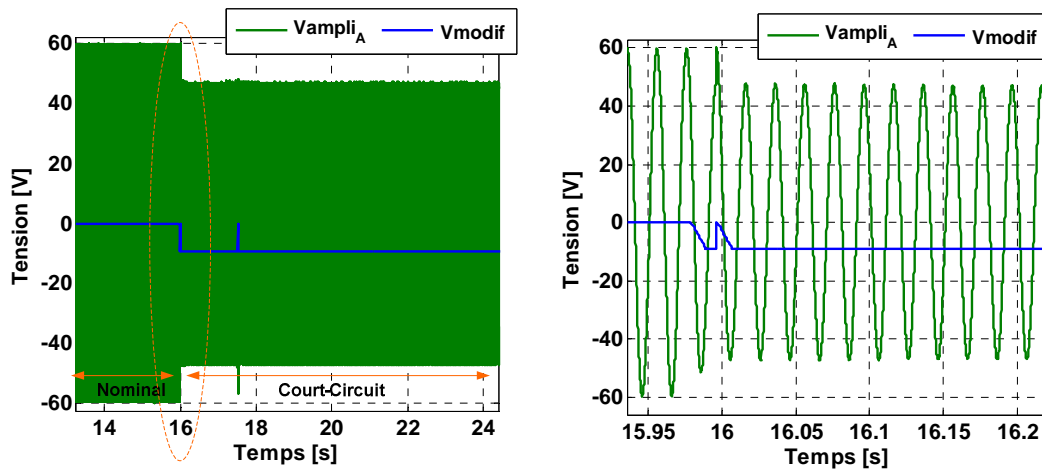


Figure V.12: Tension mesurée en sortie d'amplificateur ( $V_{ampli\_A}$ ) et la commande de changement de consigne pour la tension d'amplificateur ( $V_{modif}$ ) - en zoom à droite

$$\text{Où } V_{modif} = V_{ampliA} - V_{ref}$$

### V.5.2 Implantation d'un modèle d'un court-circuit

En mode normal, une charge fixe représente la charge nominale du système. Pour passer du mode nominal au mode « court-circuit » et inversement et pour pouvoir être commandée, via l'interface RT-Lab, une charge électronique a été choisie.

Le courant supplémentaire, pour passer du mode nominal au mode « court-circuit », vient de la mise en fonction de la charge électronique (Figure V.13).

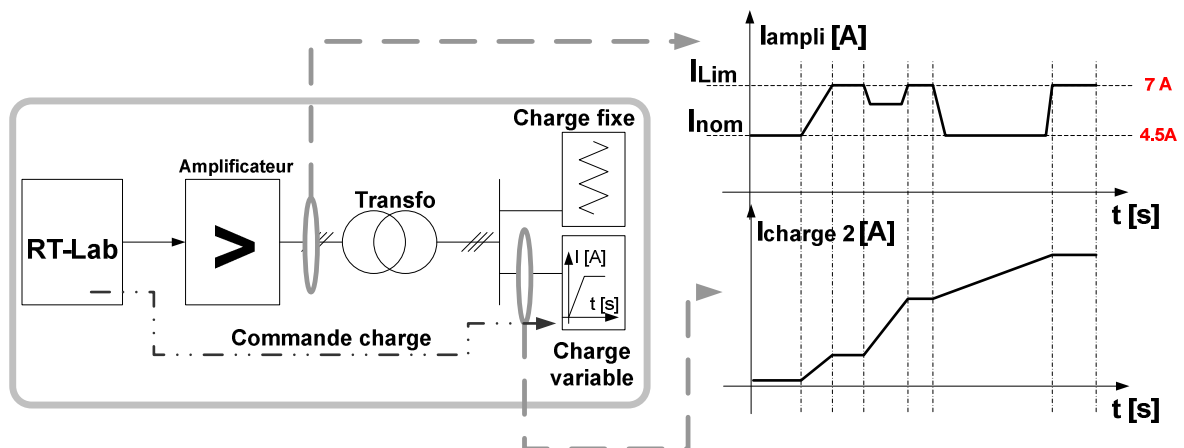


Figure V.13: Le profil du courant en sortie d'amplificateur ( $I_{ampli}$ ) en fonction de la commande de la charge variable ( $I_{charge2}$ )

La charge électronique étant commandable en courant, il a été choisi de représenter le court-circuit franc de la manière suivante : le courant de la charge électronique augmente rapidement jusqu'à ce que le GFC atteigne son courant de court-circuit maximum.

Avant d'intégrer la charge dans la boucle d'essai, nous avons testé sa réponse à une commande externe. La Figure V.14 montre la réaction de la charge électronique face à la commande envoyée par le simulateur. Une variation du courant de 3A est effectuée. Le courant de la charge suit la consigne du courant.

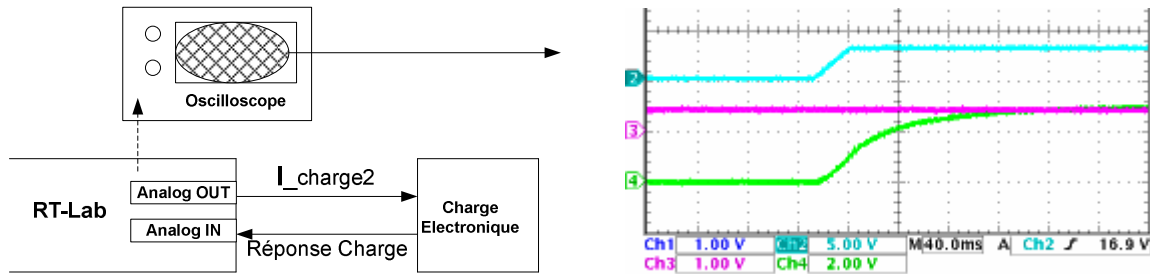


Figure V.14: Signal de commande  $I_{charge2}$  (Ch2), tension efficace charge électronique (Ch3) et courant effective charge électronique (Ch4): 2A/div, 40ms /div

En ce qui concerne le temps de réponse de la charge électronique, elle a un temps de réponse plus lente que la commande du simulateur, en arrivant au point de consigne en 80 ms.

Courant [A]	Temps de réponse [ms]	Temps de monté et descente [ $\mu$ s]
0 ... 20	0 ... 100	50 $\mu$ s (10 ... 90% I max)

Tableau V.6: Dynamique de la charge électronique

La Figure V.15 montre l'évolution du courant du banc expérimental mesuré en sortie d'amplificateur par rapport au courant de la charge électronique.

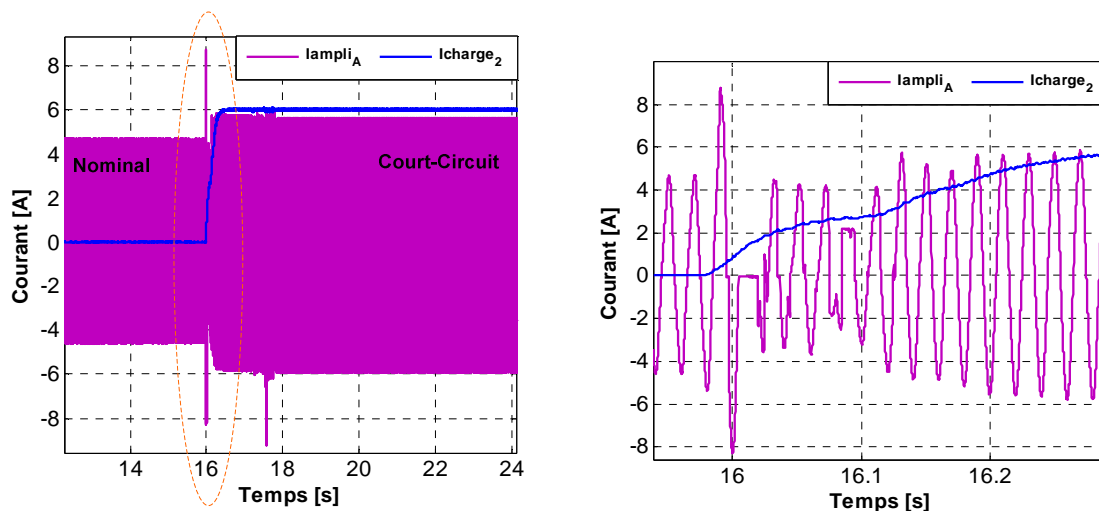


Figure V.15: Courant de la phase A en sortie d'amplificateur ( $I_{ampli}$ ) et le consigne pour la charge électronique ( $I_{charge2}$ ) - en zoom à droite

### V.5.3 Système de basculement des enroulements

Le système de basculement des enroulements fonctionne de la manière suivante :

- Lorsque la tension et le courant au primaire du transformateur ont les valeurs nominales, seule le premier enroulement primaire est utilisé, le deuxième étant à vide ;
- Quand une forte chute de tension au niveau du primaire du transformateur est détectée, le modèle implémenté sous Matlab®Simulink envoie une commande de changement de configuration du transformateur. Les deux enroulements primaires sont ainsi mis en série.

La boucle de commande pour gérer les basculements de prises est représentée sur la Figure V.16.

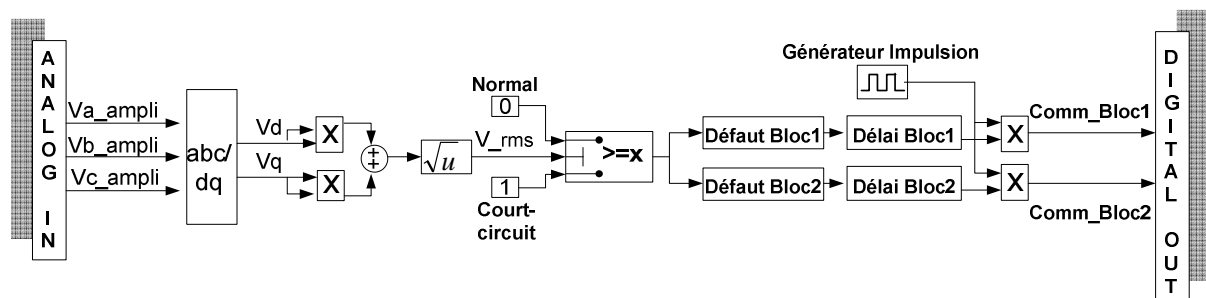


Figure V.16: Détection du défaut et la commande des blocs de commutation

La détection de défaut est caractérisée par un seul paramètre : la valeur efficace de la tension primaire. Le creux de tension intervient sur les trois phases, ainsi que les défauts monophasés ou biphasés ne sont pas pris en compte. Lorsque la tension mesurée est en dessous de 85% de la tension nominale, on considère que les convertisseurs sont en mode « court-circuit ».

Le passage d'une configuration à une autre peut être implémenté en utilisant deux stratégies:

- le passage avec l'interruption du courant de la charge;
- le passage sans interruption avec les enroulements en court-circuit [chapitre IV – paragraphe IV.4.4].

La mise en court-circuit des enroulements a été évitée sachant que peut entraîner de forts courants au primaire du transformateur et déclencher les protections de l'amplificateur.

La stratégie retenue est la stratégie avec l'interruption du courant de la charge en imposant un délai entre les commandes de blocs de commutation (voir « Délai Bloc1 » et « Délai Bloc2 » - Figure V.18).

Pour établir la période minimale qui se trouve entre la commande des deux blocs de commutation, plusieurs essais ont été faits sous le banc. L'intervalle retenu est 33ms pour éviter la mise en court-circuit des enroulements.

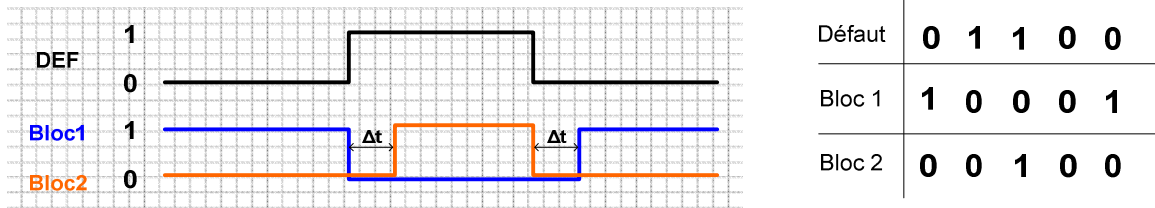


Figure V.17: Détection du défaut et la stratégie de commande des blocs de commutation: tableau logique: 0 –pour l'état inactif (off) et 1- pour l'état actif (on)

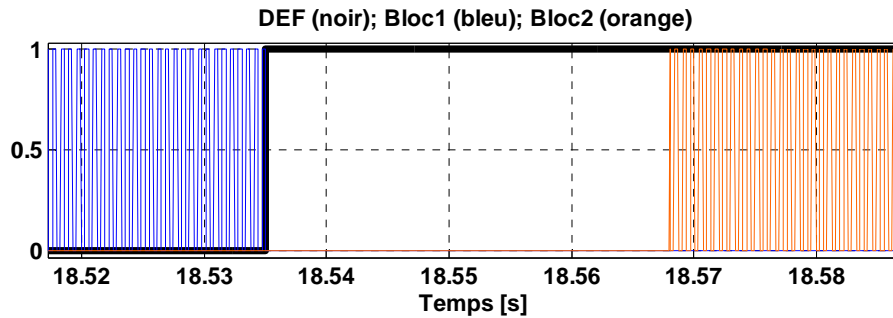


Figure V.18: Détection du défaut et les commandes des blocs de commutation – banc d'essais

Les signaux de commande de thyristors sont envoyés comme train d'impulsions à une fréquence de 7.5kHz. Etant donné que les simulations en temps réel sont réalisées à une fréquence fixe de 15kHz, la commande respecte le théorème de Shannon.

## V.6 Simulations temps réel hybride de la solution proposée pour le renforcement du courant de court-circuit

### V.6.1 Descriptif des scénarii sur le système global (fonctionnement normal de l'ensemble) et simulations PHIL

Afin d'analyser le comportement du transformateur, trois scénarii ont été testés:

#### Scénario 1 : Cas du court-circuit - transformateur avec un enroulement primaire

Dans le premier scénario, le transformateur a un enroulement au primaire et un enroulement au secondaire. Ce transformateur alimente une charge fixe qui reste connectée au transformateur pendant toute la simulation et une charge électronique qui intervient au moment choisi pour augmenter le courant au primaire (jusqu'à  $I_{\text{ampli}} = I_{\text{lim}}$ ). Quand la charge électronique est arrêtée, le courant diminue et le système revient au régime nominal. L'intérêt du scénario est de comparer ses résultats avec les résultats obtenus avec le transformateur double enroulement primaire.



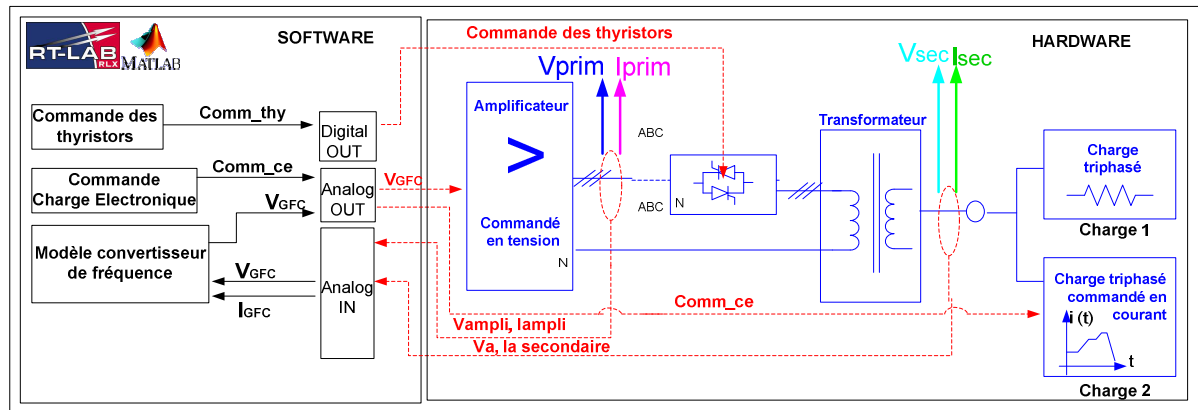


Figure V.19: Banc d'essai – scenario 1

### **Scénario 2: Cas du court-circuit – transformateur double enroulement primaire**

Dans le deuxième scénario, le transformateur a un enroulement en service en fonctionnement normal et deux enroulements séries au primaire pendant le régime du défaut (Figure V.20). Le régime de défaut représente l'intervalle de temps quand la charge électronique est alimentée. Le basculement des enroulements est réalisé avec l'interruption de l'alimentation des charges (basculement avec trou). Les résultats du banc de test sont comparés avec les signaux obtenus en simulation hors temps réel sous ATP-EMTP.

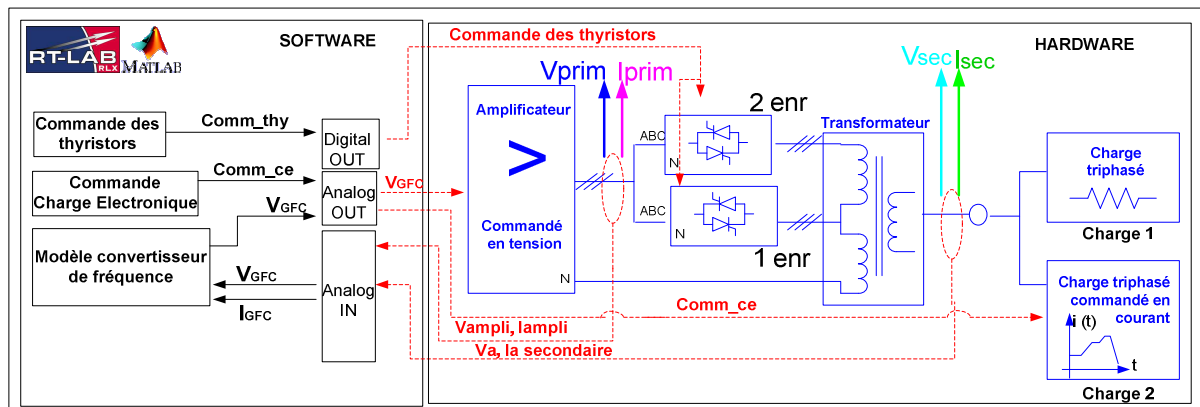


Figure V.20: Banc d'essai – scenario 2

### **Scénario 3: Cas reprise au vol - transformateur double enroulement primaire**

Le troisième scénario montre le moment quand la charge électronique est arrêtée et le système revient au régime nominal. Le transformateur reprend la configuration initiale. Le banc d'essai est réalisé avec l'architecture du banc du scénario 2 (Figure V.20).

## **V.6.2 Résultats des simulations PHIL**

Dans les paragraphes qui suivent, les résultats sur le banc d'essais sont présentés en appliquant les trois scenarii proposés auparavant. Les boucles de contrôle-commande présentés dans les figures :Figure V.11, Figure V.13, Figure V.16.

**a) Résultats – scénario 1 et scénario 2**

Le régime de « court-circuit » est appliqué à l'instant  $t_1 = 16.58 \text{ s}$  pour le premier scénario et à l'instant  $t_2 = 15.98 \text{ s}$  pour le scénario 2 (Figure V.21).

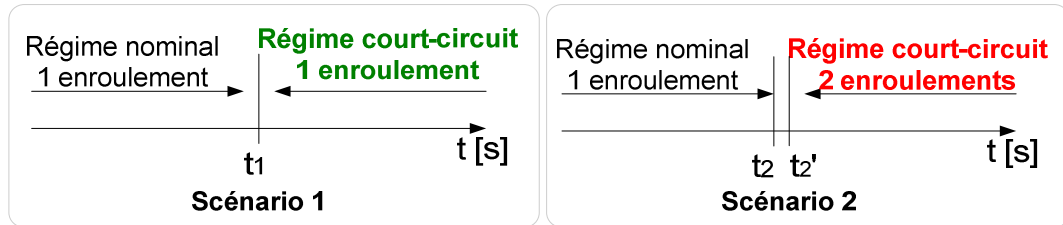
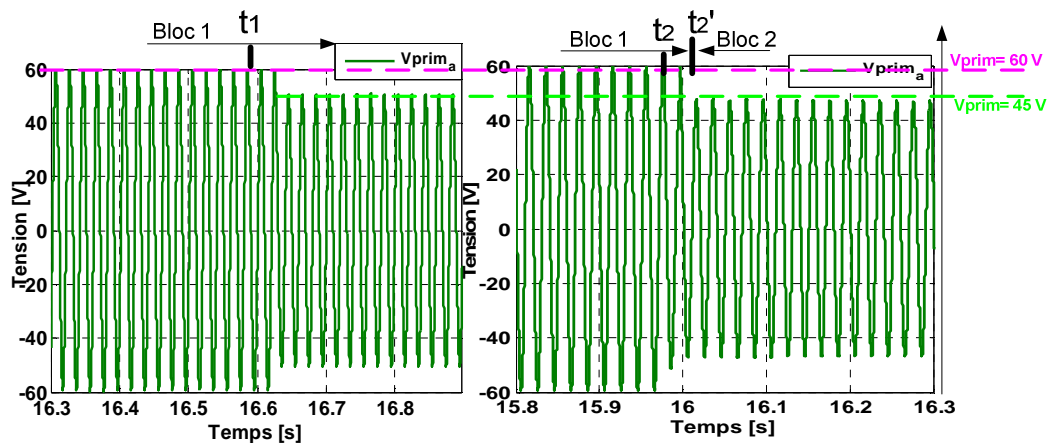


Figure V.21: Plan des simulations

Le basculement des enroulements est réalisé après la détection du court-circuit ( $t_2'$ ). Les mesures sont effectuées au primaire et au secondaire du transformateur.

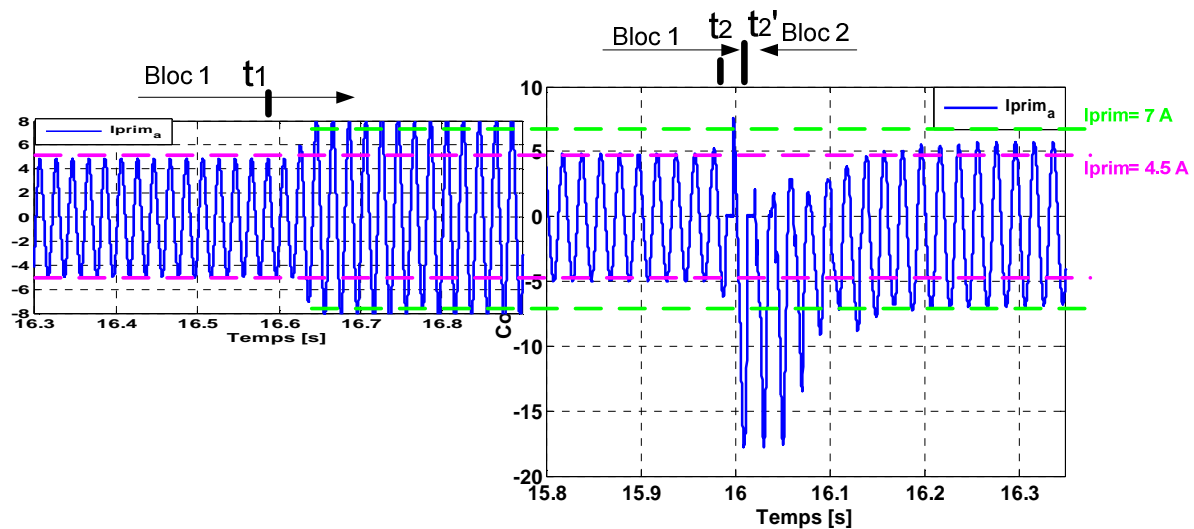
La Figure V.22 présente les mesures de la tension primaire du transformateur. La tension respecte la même évolution au cours des deux scénarii proposées : en régime nominal, les tensions sont maintenues à la valeur efficace de 43V et dans le régime de « court-circuit », vont diminuer, suivant le comportement du GFC.



a) Scénario 1- avec le transfo 1 enr primaire    b) Scénario 2 - avec le transfo 2 enr primaire

Figure V.22: Tension au primaire du transformateur obtenue sous le banc temps réel

Quand au courant primaire du transformateur, le changement de la configuration du transformateur apporte un régime transitoire. Pour le deux scenarii, le courant primaire efficace est de 3 A en régime nominal et atteint 5 A en régime de «court-circuit». La différence apparaitre au moment de basculement des enroulements du transformateur, dans le scénario 2.



a) Scenario 1- avec le transfo 1 enr primaire    b) Scenario 2 - avec le transfo 2 enr primaire

Figure V.23: Courant primaire du transformateur obtenu sous le banc temps réel

La discontinuité de l'alimentation du transformateur provoque un phénomène de ré-enclenchement des enroulements magnétisés, suivi de l'apparition d'un courant d'appel important (d'ordre de 14A – 5 fois le courant retrouvé dans le régime nominale du scenario). Les courbes présentées dans la Figure V.23 représentent les courants mesurés sous les trois phases, en amont du transformateur, et les commandes des blocs de commutation.

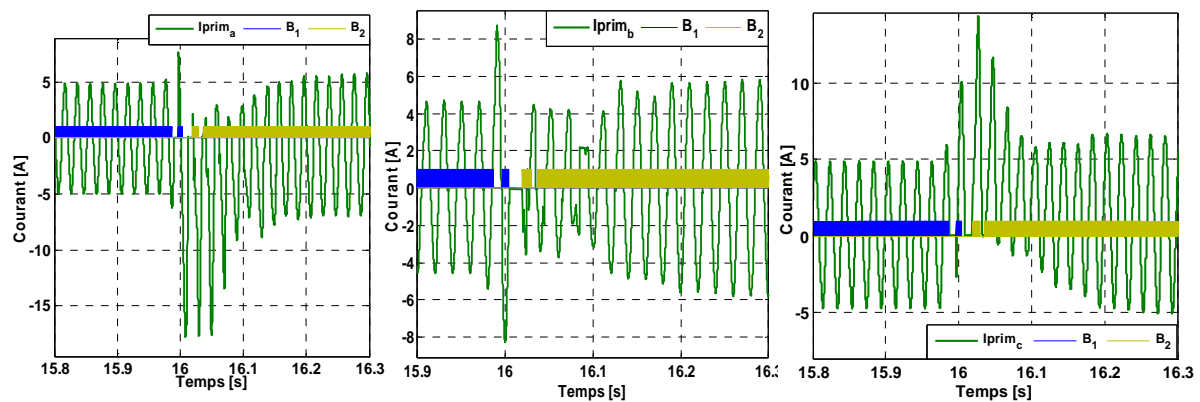
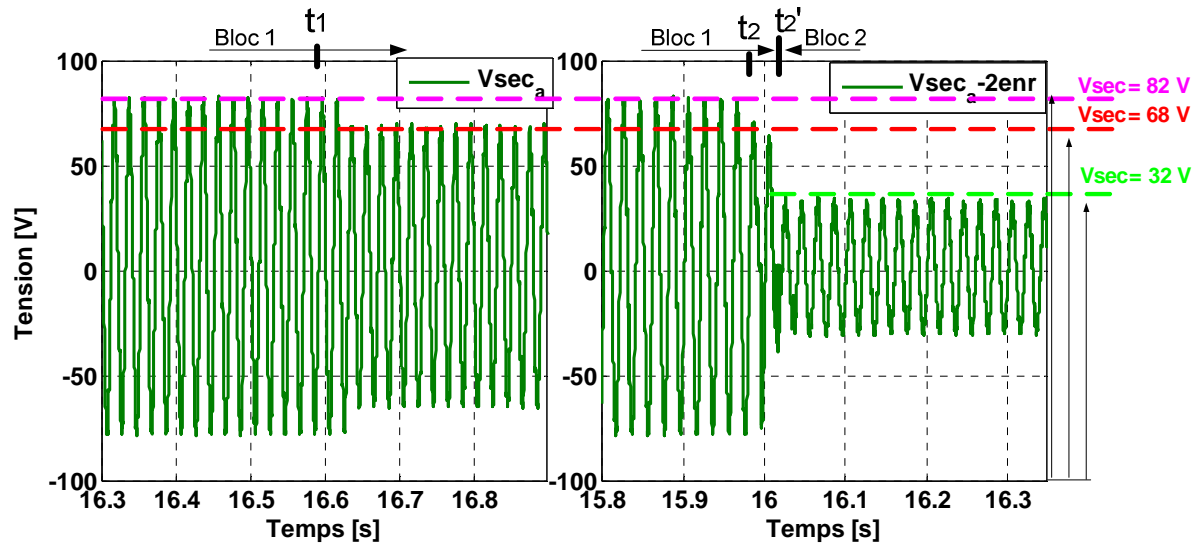


Figure V.24: Courants au primaire du transformateur obtenus sous le banc temps réel – scenario 2

Comme la Figure V.24 montre, au début d'enclenchement, la commande de la boucle de détection du défaut n'arrive pas à se stabiliser. Elle a besoin d'une période pour rester dans un état bloqué. La modification du rapport de transformation est plus évidente au niveau du secondaire du transformateur. La tension mesurée au secondaire du transformateur se modifie au passage d'un régime à autre (Figure V.25).

Pendant le premier scénario, à gauche, la tension diminue suite à la modification de la tension d'alimentation, mais dans le deuxième scénario elle est aussi influencée par le changement du rapport de transformation. La tension, présentée à droite, a une valeur deux fois plus petite

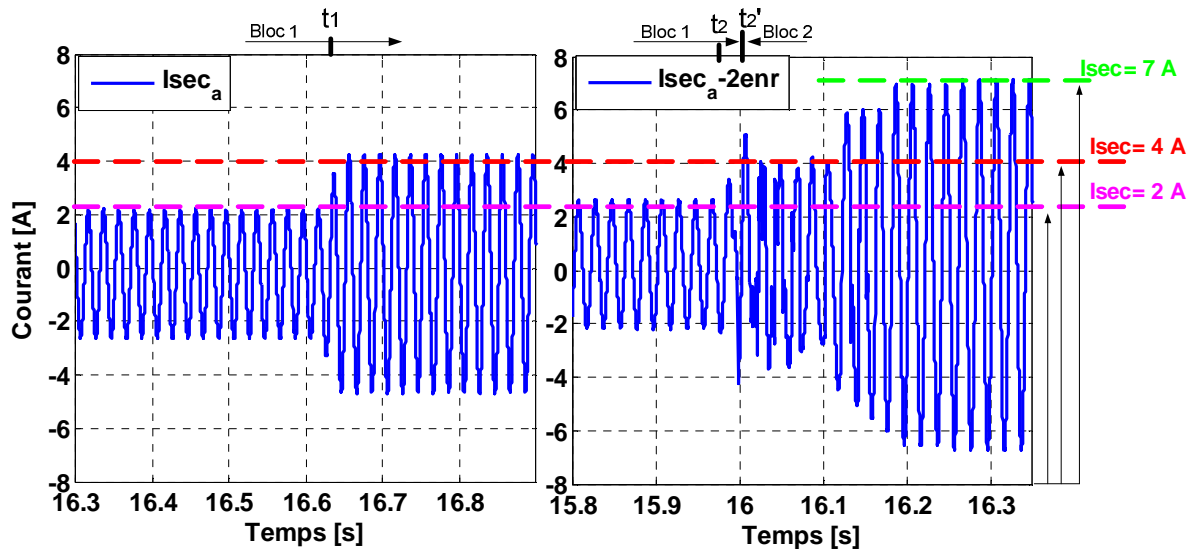
avec les deux enroulements posés en série au primaire que dans la configuration avec un enroulement. Bien entendu, cela était prévisible.



a) Scenario 1- avec le transfo 1 enr primaire      b) Scenario 2 - avec le transfo 2 enr primaire

Figure V.25: Tension au secondaire du transformateur obtenue sous le banc temps réel

La Figure V.26 montre une comparaison entre le courant lors d'un « court-circuit » avec un transformateur d'un enroulement primaire et un transformateur double enroulement primaire. Le courant secondaire passe alors de 1.4A à 2.8 A (scénario 1). Dans le deuxième scénario, à droite, quand le régime de « court-circuit » est détecté, le transformateur change de configuration et le courant dépasse la valeur de 2.8 A, en arrivant à 5A.



a) Scenario 1- avec le transfo 1 enr primaire      b) Scenario 2 - avec le transfo 2 enr primaire

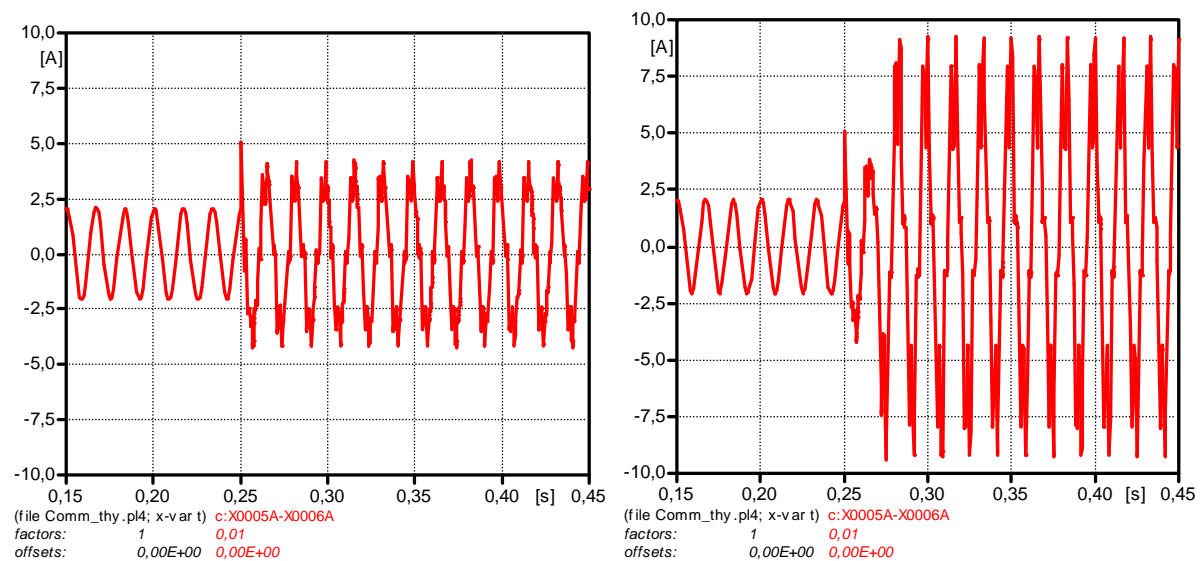
Figure V.26: Courant au secondaire du transformateur obtenu sous le banc temps réel

Le régime transitoire suite au changement de configuration du transformateur, observé au primaire du transformateur apparaît aussi au secondaire. Dans l'intervalle [16-16.1s] courant secondaire est affecté par le courant d'appel du primaire et aussi par la dynamique lente de la

charge électronique. Comme c'est montré dans la figure V.16, la consigne de la charge électronique a besoin de 80ms atteindre la valeur demandée.

Néanmoins, le courant obtenu suite au changement de configuration du transformateur représente plus de 3 fois le courant nominal.

Pour vérifier les résultats du banc d'essai, les valeurs de courants sont comparés avec les simulations hors temps-réel. Les courants obtenus dans les simulations hors temps-réel sont montrés dans la Figure V.27. Les valeurs réelles sont divisées par un facteur de l'échelle de 100 et au final elles sont dans les mêmes ordres de grandeurs comme celles du banc d'essai.



a) Scenario 1- avec le transfo standard

b) Scenario 2 - avec le transfo spécial

Figure V.27: Mise à l'échelle: Courant au secondaire du transformateur obtenu sous ATP-EMTP

Les courants obtenus dans les deux scénarii sous ATP-EMTP sont comparable avec les résultats du banc d'essai. Le courant mesuré au secondaire du transformateur suit le même comportement.

### **b) Résultats – scénario 3**

La stratégie de la reprise du régime normal après l'élimination du défaut est très importante pour la continuité de service des charges du navire. Cette situation intervient quand la zone de défaut a été isolée et que le système revient aux niveaux nominaux de tension et de courant. La fin du court-circuit doit être détectée avec la même précision que l'apparition du défaut.

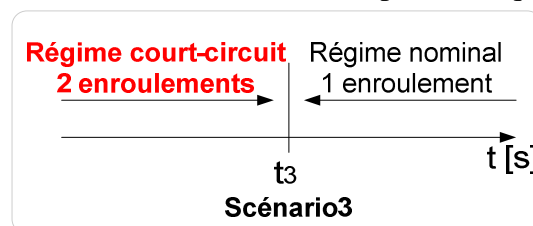


Figure V.28: Plan de simulation

Le fin du « court-circuit » est prévu à l'instant  $t_3 = 25.64s$ . La boucle de contrôle-commande décrite dans ce chapitre a été construite pour intégrer le changement de la configuration du transformateur dans le sens inverse.

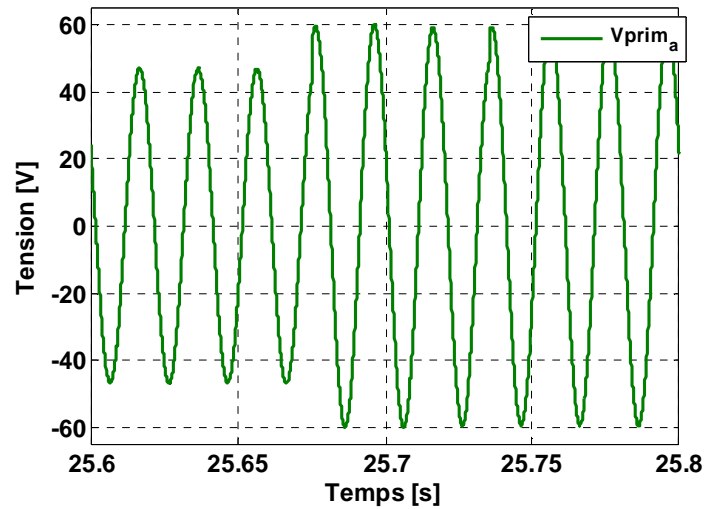


Figure V.29: Tension mesurée en sortie d'amplificateur

Une fois que la tension mesurée en sortie d'amplificateur revient dans les limites acceptables et que le niveau du courant diminue, le modèle implémenté sous le simulateur RT-Lab envoie les signaux de commandes vers les blocs de commutation pour changer la configuration du transformateur. Le changement de configuration du transformateur est fait avec l'interruption d'alimentation de la charge pour éviter la mise en court-circuit des enroulements.

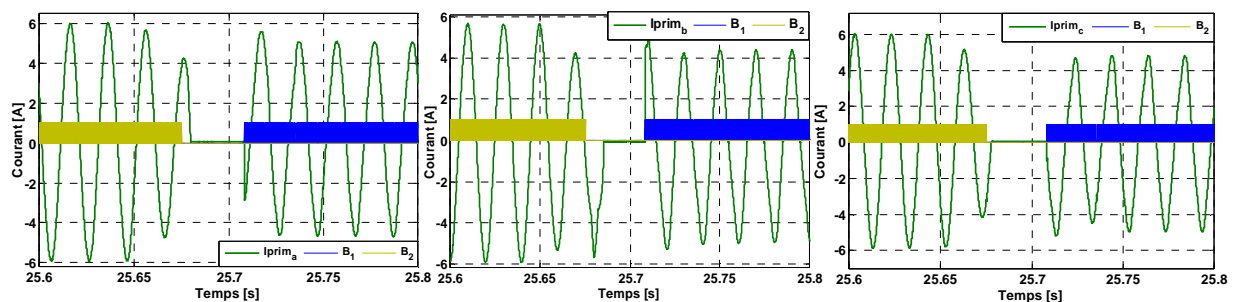


Figure V.30: Courant mesuré en amont du transformateur

En essai, la reprise du régime nominale du transformateur ne provoque pas de régime transitoire. La boucle de contrôle des thyristors, instable pour les scénarii 1 et 2, est totalement stable pour le scénario 3 (la reprise). Lors du changement de configuration du transformateur, le courant au secondaire revient à la valeur nominale avec l'interruption de la charge (Figure V.31).

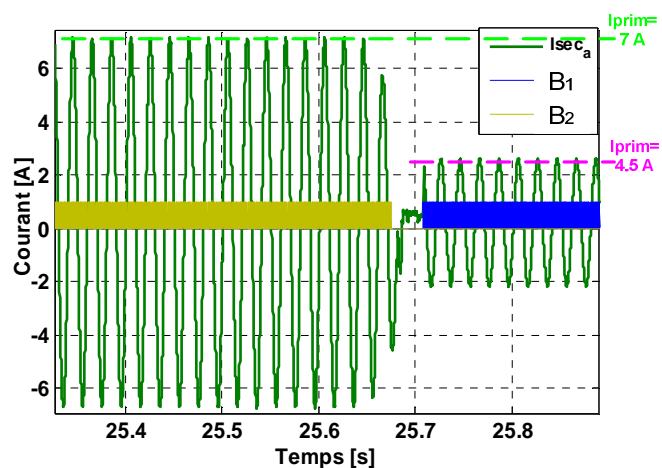


Figure V.31: Courant secondaire du transformateur et les commandes des blocs de commutation

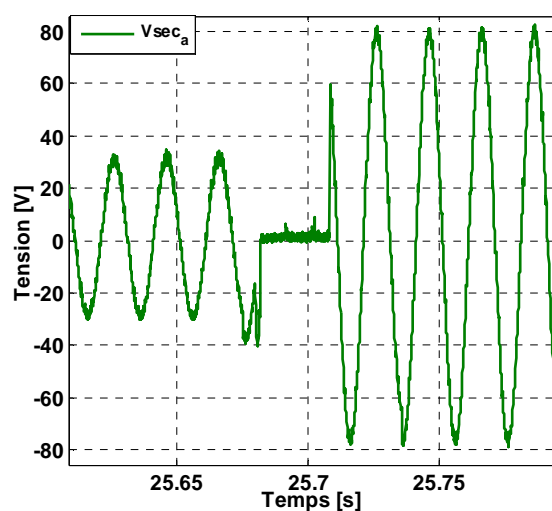


Figure V.32: Tension secondaire du transfo

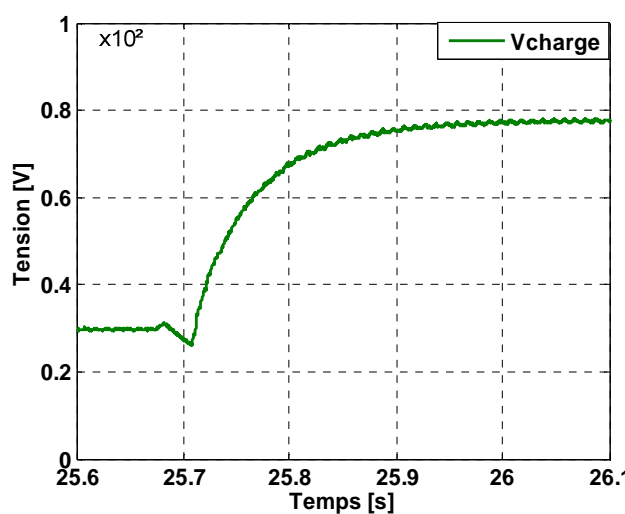


Figure V.33: Tension de la charge

Pour un court intervalle de temps, l'alimentation de la charge est interrompue. La tension instantanée mesurée en aval du transformateur est tombée à zéro pendant le délai de commutation de 33ms entre les deux contacteurs (Figure V.33).

## V.7 Conclusions

Dans le cadre de ce travail, un banc d'essai utilisant un simulateur numérique temps réel a été mis en œuvre. L'objectif principal est de valider la solution proposée pour le renforcement du courant de court-circuit à base d'un transformateur double enroulement primaire dans des conditions réelles.

Le banc d'essai compte une partie numérique et une partie analogique qui fonctionnent en boucle fermée. Les limitations imposées par les équipements disponibles, à savoir l'amplificateur de puissance, le transformateur ainsi que les charges, ont conduit à limiter le système en puissance, à savoir 0.64kVA au lieu de 3MVA, ainsi qu'en tension, à savoir 43 V rms en sortie de convertisseur au lieu de 400V. Le changement de configuration du transformateur a été testé avec l'aide de deux blocs de commutation à base de thyristors. Une logique de commande des blocs a été mise au point sous RT-lab.

Les résultats ont montrés que le principe d'augmentation du courant de court-circuit en modifiant le couplage du transformateur à l'aide de commutateurs statiques fonctionne. D'autre part, les résultats sont conformes aux simulations hors temps réel et nous donnent une vision plus claire en ce qui concerne l'utilisation de cette solution dans la pratique.

Les différents points techniques identifiés par le banc d'essai sont :

- L'instabilité de la logique de commandes des blocs de commutation qui provoque des ré-enclenchements multiples du transformateur ;
- L'impact du temps de basculement provoquant un creux de tension de 33 ms ;
- L'impact des courants d'enclenchement du transformateur lors du basculement qui ralentissent légèrement la montée du courant de court-circuit coté charge ;
- L'absence de surtension au moment de la mise hors tension du transformateur au cours des séquences de basculement.

Toutefois, la validation de la solution en considérant l'ensemble des transitoires possibles doit se faire sur un modèle à l'échelle réelle. Avant d'envisager la validation sur un banc d'essai à échelle réelle qui impose un investissement non négligeable, une idée est d'effectuer une validation préliminaire en utilisant la simulation transitoire à l'aide d'ATP-EMTP.





***Chapitre VI. Etude du régime transitoire  
suite aux manœuvres contrôlés de  
transformateur***



## Sommaire du chapitre VI

Chapitre VI. Etude du régime transitoire suite aux manœuvres contrôlés de transformateur	133
VI.1 Pourquoi faire une étude de régime transitoire .....	137
VI.2 Modélisation fréquentielle du transformateur triphasé double enroulement primaire	137
VI.2.1 Modèle électrique d'un transformateur double enroulement primaire.....	137
VI.2.2 Modèle magnétique du transformateur.....	139
VI.2.3 Modélisation des phénomènes hautes fréquences .....	142
VI.2.4 Synthèse du modèle de transformateur utilisé pour la simulation ATP-EMTP ...	143
VI.2.5 Modèle électrique du bloc de commutation .....	144
VI.3 Définition de scénarii.....	144
VI.3.1 Enclenchement d'un enroulement .....	145
VI.3.1.1 Changement avec la mise en court-circuit des enroulements primaires .....	145
VI.3.1.2 Changement avec l'interruption de l'alimentation de la charge .....	146
VI.3.2 Reprise au vol du transformateur .....	147
VI.3.2.1 Changement avec la mise en court-circuit des enroulements primaires (reprise au vol sans trou) .....	147
VI.3.2.2 Changement avec l'interruption de l'alimentation de la charge (reprise au vol avec trou).....	149
VI.4 Résultats des simulations .....	150
VI.4.1 Enclenchement d'un enroulement .....	150
VI.4.1.1 Enclenchement sans trou.....	150
VI.4.1.2 Enclenchement avec trou .....	153
VI.4.2 Scénarii de reprise au vol .....	155
VI.4.2.1 Reprise au vol sans trou .....	156
VI.4.2.2 Reprise au vol avec trou.....	159
VI.5 Conclusions.....	163



## **VI.1 Pourquoi faire une étude de régime transitoire**

Le banc d'essai en temps réel décrit dans le chapitre antérieur nous a montré que les manœuvres sur les enroulements de transformateurs impliquent des phénomènes transitoires même à petite échelle. Si nous regardons le système Shore, un système avec une puissance installée de 3 MVA, ces phénomènes peuvent être plus intenses et dangereux. Les manœuvres réalisées pendant le régime de court-circuit, la mise sous tension et la mise hors tension des spires, sont des manœuvres exceptionnelles et ne correspondent pas à l'exploitation nominale.

Le banc d'essai présenté dans le chapitre antérieur est un bon exemple pour montrer les limites rencontrées dans la reproduction du comportement dynamique du système Shore:

- Le banc d'essai nous a aidé dans notre démarche d'étudier la viabilité de la solution proposée;
- L'analyse plus détaillée du système, en particulier des phénomènes transitoires lors du basculement, a été limitée par les caractéristiques techniques des équipements utilisés.

Comme un prototype à grand échelle nécessite des investissements non négligeables, les manœuvres du transformateur vont être étudiées et analysées en simulation transitoires hors temps-réel sous le logiciel ATP-EMTP.

Les simulations permettront explorer les stratégies de changement des enroulements et d'analyser, sur un système à taille réelle, les effets de saturation du transformateur, les surintensités et les surtensions.

## **VI.2 Modélisation fréquentielle du transformateur triphasé double enroulement primaire**

La simulation du système a pour but d'observer et analyser les phénomènes transitoires suivant :

- Court-circuit en aval du transformateur ;
- Mise en court-circuit des enroulements du transformateur ;
- Courant d'enclenchement du transformateur ;
- Surtensions transitoires.

Pour cela, le modèle du transformateur doit prendre en compte plusieurs points techniques :

- Modèle de transformateur avec double enroulements primaires ;
- Modélisation des effets de saturation du circuit magnétique ;
- Modélisation des capacités de fuite des enroulements.

### **VI.2.1 Modèle électrique d'un transformateur double enroulement primaire**

Le modèle du transformateur à deux enroulements primaires est construit en utilisant le circuit équivalent du transformateur réel (Figure VI.1).

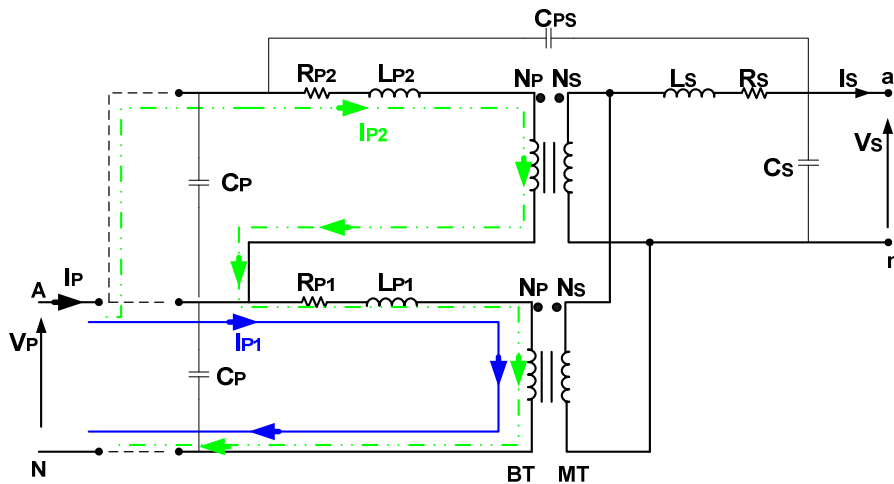


Figure VI.1: La première phase du transformateur triphasé

L'indice «p» désigne les grandeurs au primaire et l'indice «s» les grandeurs du secondaire. Le deuxième indice «1» et «2» indique les deux enroulements primaires.

Sachant que nous proposons deux scénarii pour le mode de fonctionnement du transformateur:

- avec une bobine alimentée ( $x=0$ ) et  $I_p = I_{p1}$  (parcours ligne continue - Figure VI.1);
- avec deux bobines en série alimentées par la tension du primaire ( $x=1$ ) et  $I_p = I_{p2}$  (parcours ligne interrompue - Figure VI.1).

L'équation VI.1 décrit la tension du primaire du transformateur dans les deux cas de fonctionnement : normal et de court-circuit. Les résistances et les inductances de chaque enroulement sont calculées en utilisant les formules classiques d'essai en court-circuit. L'équation VI.2 modélise la partie secondaire du transformateur.

$$U_p = (R_{p1} + x \cdot R_{p2}) \cdot I_p + (N_p + x \cdot N_p) \frac{d\phi_c}{dt} + (L_{p1} + x \cdot L_{p2} + M + x \cdot M) \cdot \frac{dI_p}{dt} \quad (VI.1)$$

$$U_s = -R_s \cdot I_s - N_s \frac{d\phi_c}{dt} - L_s \cdot \frac{dI_s}{dt} \quad (VI.2)$$

Où

$U_p$ - tension primaire; $U_s$ - tension secondaire; $R_{p1}$ - résistance d'enroulement 1 primaire; $R_{p2}$ - résistance d'enroulement 2 primaire; $R_s$ - résistance d'enroulement secondaire; $L_{p1}$ - inductance d'enroulement 1 primaire; $L_{p2}$ - inductance d'enroulement 2 primaire; $L_s$ - inductance d'enroulement secondaire; $M$ - inductance mutuelle; $\phi_c$ - flux commun; $N_p$ - nombre de spires enroulement primaire;	$I_p$ - courant primaire; $I_s$ - courant secondaire;
---	--

$N_s$  - nombre de spires enroulement secondaire.

Lorsque toutes les lignes d'induction du champ créées par une des bobines enserrent le conducteur de l'autre et inversement,  $M$  prendrait une valeur maximale  $M_{\max}$  donnée par la relation:

$$M_{\max} = \sqrt{L_{P1} \cdot L_{P2}} \quad (\text{VI.4})$$

Le transformateur proposé a les inductances primaires égales ( $L_{P1} = L_{P2}$ ), donc  $M_{\max} \cong L_{P1}$ .

La seule inconnue de cette formule est le flux commun dans le circuit magnétique  $\phi_c$ , la grandeur qui assure le couplage entre le primaire et le secondaire. La caractéristique magnétique du noyau représente une partie très importante de la modélisation de transformateur et sera présentée dans la section suivante.

### VI.2.2 Modèle magnétique du transformateur

Dans ce paragraphe, le modèle du noyau et les flux générés dans le matériau magnétique sont modélisés en utilisant le principe de l'analogie magnétique électrique. Cette méthode permet l'investigation et l'analyse de la partie magnétique du transformateur avec une analogie électrique [CHI 05]. Les relations de dualité entre ces circuits ont été établies en 1949, par Colin Cherry [AHM 12]. La théorie de cette méthode est décrite dans la thèse de N. Chiesa, « Power Transformer Modelling Advanced Core Model » [CHI 05].

Utilisant la méthode de la dualité magnétique-électrique, le modèle est mieux adapté à l'utilisation dans le logiciel ATP-EMTP, ce qui permettra d'étudier le transformateur pendant le régime transitoire dans le système Shore.

Tout d'abord, pour appliquer cette méthode, il faut établir le schéma magnétique du système physique. Ensuite, nous construirons le schéma électrique équivalent, utilisant les règles de dualité suivantes (analogie d'Hopkinson):

Circuit Electrique	Circuit Magnétique
Intensité du courant électrique - $I$	Flux du champ magnétique - $\phi$
Force électromotrice - $E$	Force magnétomotrice - $F$
Résistance - $R$	Réductance - $\mathfrak{R}$
Maille électrique	Nœud magnétique
Nœud électrique	Maille magnétique
$E = R \cdot I$ - loi d'Ohm	$F = \mathfrak{R} \cdot \phi$ - loi d'Hopkinson

Tableau VI.1: Règles de dualité

La représentation physique du transformateur a une structure simple, avec trois noyaux (Figure VI.2).



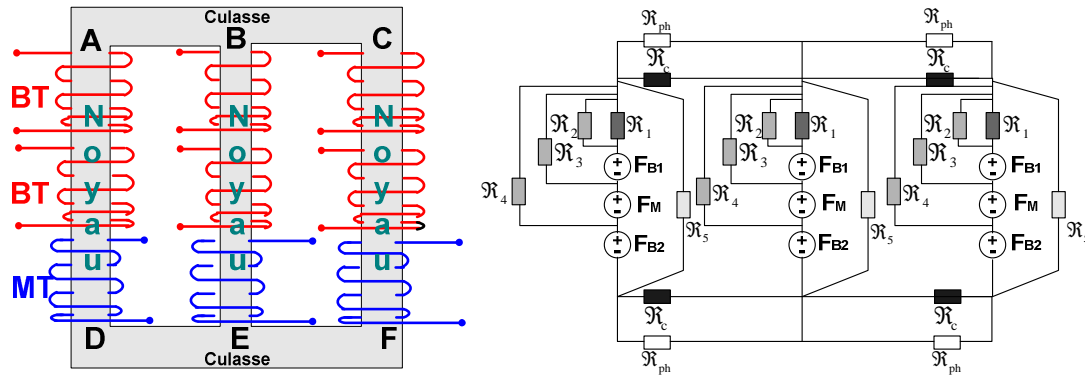


Figure VI.2: Circuit physique et circuit magnétique

La réluctance du noyau  $\mathfrak{R}_1$  représente les segments AD, BE et CF. La réluctance du culasse  $\mathfrak{R}_c$  corresponde aux segments AB, BC, DE et EF.

- $\mathfrak{R}_2$  - réluctance entre le noyau et l'enroulement primaire E1 (basse tension)
- $\mathfrak{R}_3$  - réluctance entre l'enroulement primaire E1 (basse tension) et l'enroulement secondaire M (moyen tension)
- $\mathfrak{R}_4$  - réluctance entre l'enroulement secondaire M (moyen tension) et l'enroulement primaire E2 (basse tension)
- $\mathfrak{R}_5$  - réluctance entre l'enroulement primaire E2 (basse tension) et le noyau
- $\mathfrak{R}_{ph}$  - réluctance entre l'air et le culasse

Sachant que l'inductance de l'enroulement est  $L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}}$ , où N est le nombre de spires.

La Figure VI.3 montre le circuit magnétique et électrique du transformateur étudié. Le courant traverse les enroulements et crée des forces magnétiques forçant le passage du flux par le noyau de fer et par l'air. Les réluctances du noyau et de l'air du schéma magnétique sont transformées en inductances et en sources de courant dans le circuit électrique.

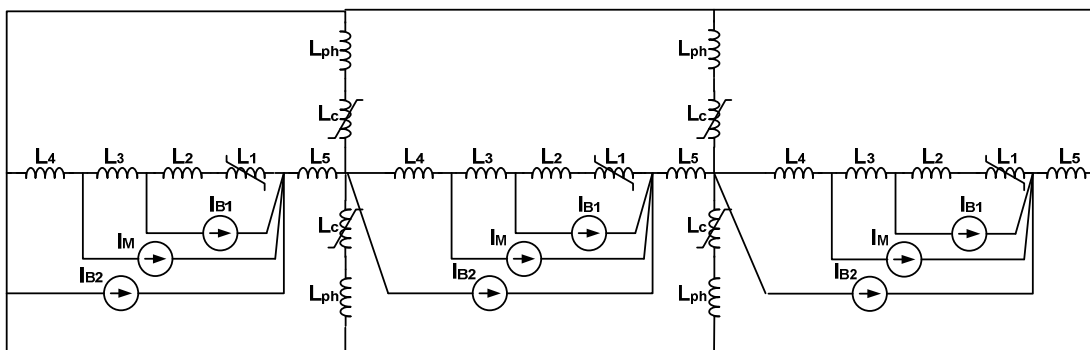


Figure VI.3: Circuit électrique – principe de la dualité

Les flux mutuels entre le noyau et les enroulements ( $L_2, L_3, L_4, L_5$ ) peuvent être négligés car ils ont des valeurs faibles. Sachant que le haut et le bas du circuit magnétique ont le même flux, les valeurs de  $L_c$  et de  $L_{ph}$  sont conservés. En considérant l'ensemble des hypothèses énoncées, le circuit électrique se résume au schéma représenté par la Figure VI.4.

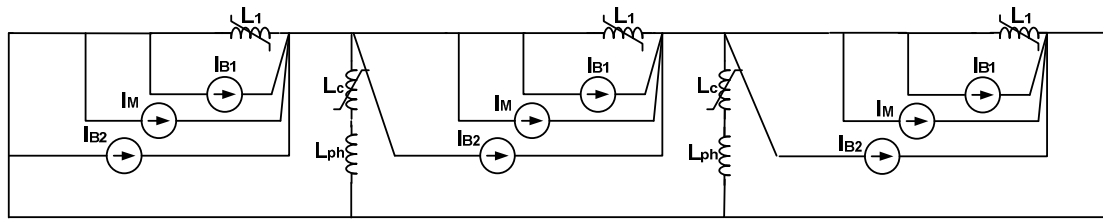


Figure VI.4: Circuit électrique – principe de la dualité – simplifié

Ensuite, le circuit électrique antérieurement présenté est utilisé pour modéliser le circuit magnétique équivalent du transformateur sous ATP-EMTP. Les ensembles de résistance - inductance non-linéaire ( $L_1 - R_1, L_c - R_c$ ) représentent la caractéristique saturable du circuit magnétique et ils sont représentés par les courbes de flux en fonction du courant ( $\lambda = f(I)$ ).

En régime nominal, le transformateur fonctionne dans une région linéaire de la caractéristique du circuit magnétique ( $\lambda = f(I)$ ) étant parcouru par un courant de faible amplitude. Toutefois, pour les cas où il fonctionne dans région non linéaire, le courant de magnétisation a des valeurs très élevées (jusqu'à  $10 \times I_n$ ). En conséquence, le modèle utilisé pour l'étude du fonctionnement en régime perturbé doit être capable de simuler correctement ces situations.

La courbe de première aimantation et l'allure du cycle d'hystérésis sont modélisées à l'aide de la théorie du Frölich. Les équations de Frölich sont reformulées pour construire la courbe du flux magnétique emmagasiné dans le volume d'enroulement par rapport au taux de variation du courant circulant de cet enroulement. Cette variation décrit une inductance non-linéaire:

$$L = \frac{\Delta \lambda}{\Delta i} \quad , \text{ où } \lambda = N \cdot \Phi \quad , \quad \lambda - \text{flux total} \quad \text{(VI.5)}$$

$$B(H) = \frac{H}{a + b \cdot |H|} \rightarrow \frac{\lambda(i)}{N \cdot A_c} = \frac{N \cdot i}{l_c} \cdot \frac{1}{a + b \cdot \left| \frac{N \cdot i}{l_c} \right|} \rightarrow \lambda(i) = \frac{i \cdot A_c \cdot N^2 / l_c}{a + b \cdot |i| \cdot N / l_c} \quad (\text{VI.6})$$

Où a et b- caractéristiques du matériau magnétique;

N – nombre de spires;

$A_c$  – section du circuit magnétique [m<sup>2</sup>];

$l_c$  - longueur du circuit magnétique [m].

En considérant que  $B_{\max} = 1.76 [T]$ ,  $U_{rms} = 400 [V]$ ,  $I_{rms} = 4547 [A]$

En appliquant la formule VI.6, la relation  $\lambda = f(I)$  décrit une inductance non-linéaire et permet de modéliser la caractéristique réelle d'un transformateur (Figure VI.5).

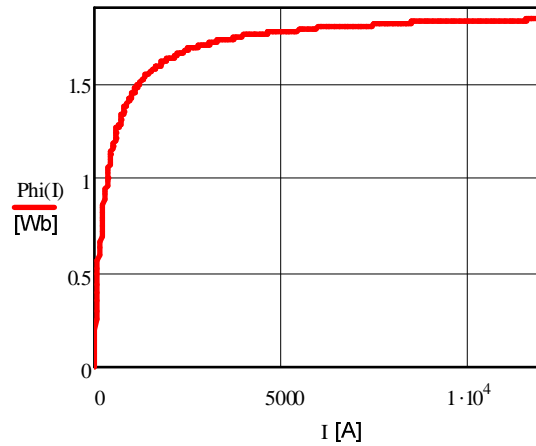


Figure VI.5: Courbe du flux en fonction du courant magnétisant – méthode analytique

La dépendance non-linéaire avec le cycle d'hystérésis du flux magnétique en fonction de courant magnétisant calculé par le logiciel ATP-EMTP est représentée sur la Figure VI.6.

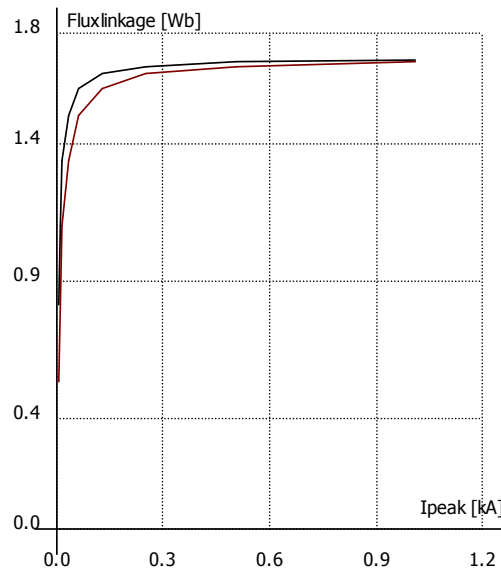


Figure VI.6: Courbe de flux en fonction du courant magnétisant – tracée avec ATP-EMTP

### VI.2.3 Modélisation des phénomènes hautes fréquences

Les capacités présentes dans le circuit du transformateur ont pour origine les différences de potentiels qui apparaissent en différents points du transformateur. Ils représentent l'énergie électrostatique stockée entre les enroulements, entre phases et entre phase et la terre.

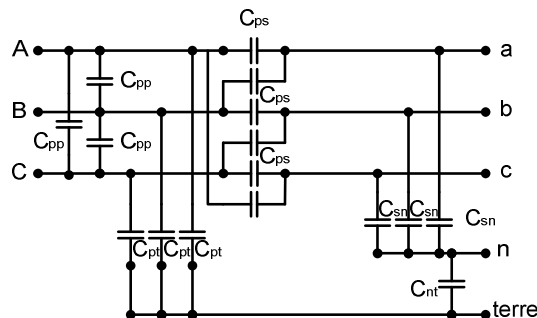


Figure VI.7 : Réseau de capacité du transformateur triphasé

Les valeurs des capacités utilisées dans les simulations prévues sont des valeurs proposées par l'article « A Frequency-Dependant Model For a MV/LV Transformer » publié par C. Andrieu, E. Dauphant, D. Boss [AND 99]. L'article présente des valeurs de capacités obtenues expérimentalement, sur un transformateur MT/BT du même ordre de grandeur que celui pour l'application Shore. Les mesures fournissent les valeurs des capacités :

Capacité phase-terre au primaire  $C_{pt} = 8.8nF$

Capacité phase-neutre (phase-phase) au secondaire  $C_{st} = C_{ss} = 2nF$

Capacité primaire-secondaire  $C_{ps} = 4.2nF$

Capacité entre phases au primaire  $C_{pp} = 1.4nF$

Capacité entre neutre-terre  $C_{nt} = 0nF$

#### VI.2.4 Synthèse du modèle de transformateur utilisé pour la simulation ATP-EMTP

En ajoutant les résistances ( $R_{p1}, R_{p2}, R_s$ ), les inductances de fuites ( $L_{p1}, L_{p2}, L_s$ ) et les capacités ( $C_{ps}, C_{pn}, C_{pp}, C_{sn}$ ) de chaque enroulement, le modèle du transformateur devient complet (Figure VI.8).

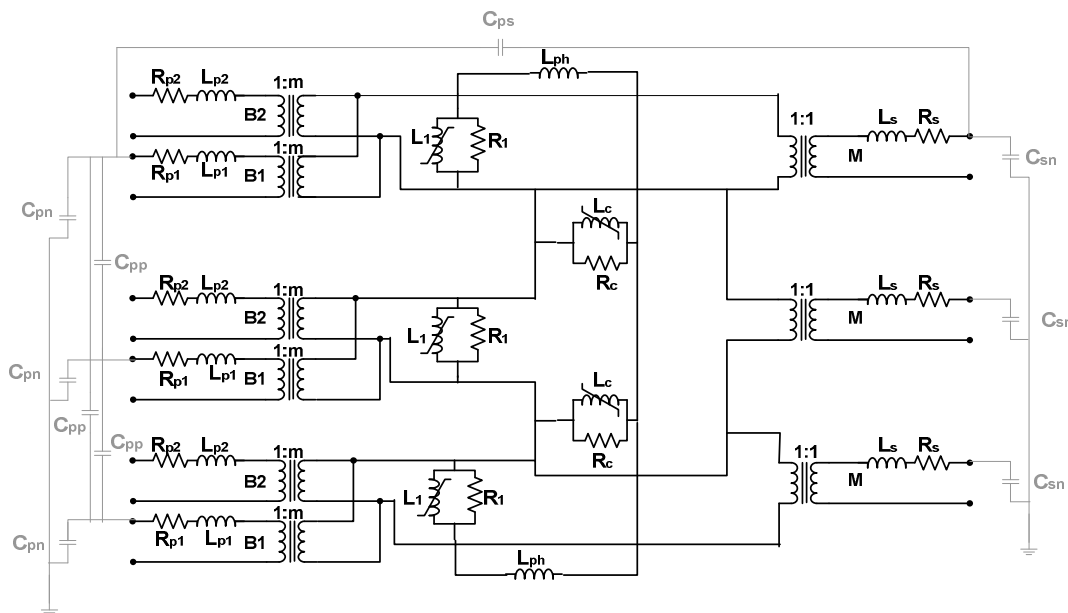


Figure VI.8: Circuit électrique complet du noyau magnétique – principe de la dualité

Le modèle du transformateur prend donc en considération :

- Les propriétés des matériaux magnétiques ;
- Le couplage magnétique de noyau ;
- et Les caractéristiques fréquentielles.

Ce modèle doit donc permettre la modélisation des phénomènes de courant de court-circuit, de courant d'enclenchement et de surtensions au cours des séquences de basculement des enroulements du transformateur.

### VI.2.5 Modèle électrique du bloc de commutation

Le bloc de commutation des enroulements est modélisé sous ATP-EMTP en utilisant des thyristors (nommé sous ATP – « Valve - Tacs-controlled TYPE 11 switch ») et des blocs TACS pour la partie du contrôle-commande. Les thyristors sont connectés dans une configuration tête-bêche. Le courant efficace max spécifié correspond à  $I_{T(AV)} = 4000A$ . Le courant de surcharge impulsionnelle est de 10 à 100 fois le courant nominal. La tension max en direct à l'état bloqué  $V_{DRM} = 100 - 6500V$ . La valeur du courant de gâchette nécessaire au déclenchement du thyristor est 250 mA. La tension maximum de gâchette (entre gâchette et cathode), lorsque le courant  $I_{GT}$  est appliqué, est de 1.5 V.

### VI.3 Définition de scenari

Le système analysé est modélisé sous ATP-EMTP contient:

- l'ensemble de GFCs avec une puissance installée de 3 MVA;
- les câbles à basse et moyenne tension;
- le transformateur de puissance double enroulement primaire;
- le système de commutation des enroulements;
- une charge RL de 3 MVA - côté moyenne tension.

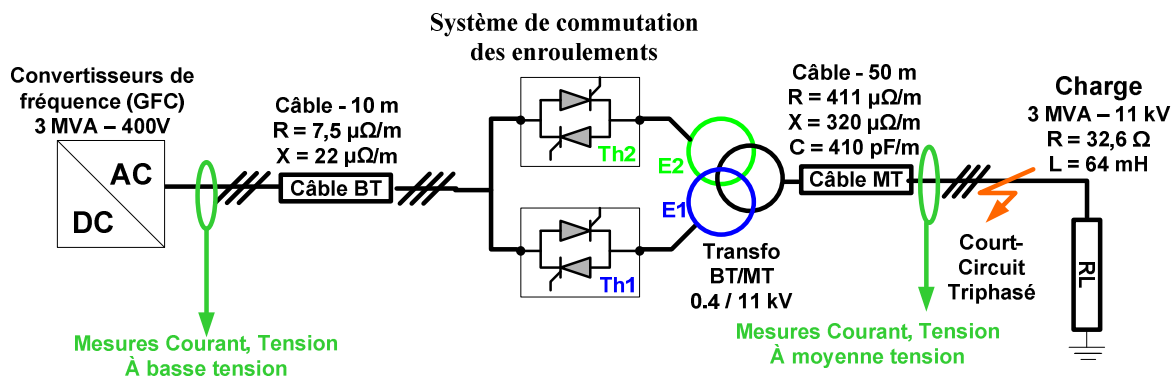


Figure VI.9: Système Shore modélisé sous ATP-EMTP

Le système est simulé en régime nominal et en régime perturbé lors d'un court-circuit situé du côté de la charge. Quand le défaut est détecté, les blocs à thyristors vont changer la configuration du transformateur en passant au primaire d'un enroulement à deux enroulements en série. Cette première partie est nommée «l'enclenchement». A la fin du court-circuit, le transformateur revient à la configuration initiale, l'étape est nommée «reprise au vol».

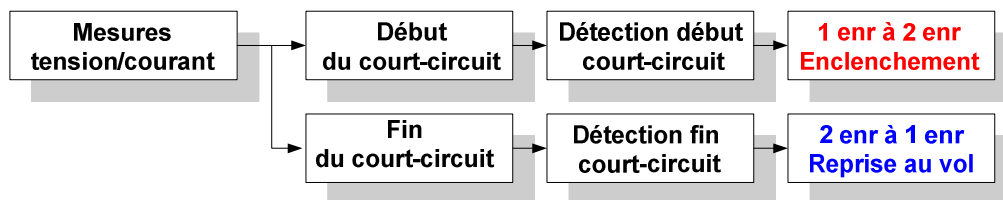


Figure VI.10: Etapes de changement de la configuration du transformateur

Ainsi que, dans un premier temps, l'impact de chaque changement va être étudié et dans un deuxième temps, on va comparer, du point de vue de la sévérité du régime transitoire, les deux instants d'enclenchement et de la reprise au vol.

### VI.3.1 Enclenchement d'un enroulement

#### VI.3.1.1 Changement avec la mise en court-circuit des enroulements primaires

Le changement de la configuration du transformateur avec la mise en court-circuit des enroulements représente la première stratégie proposée pour l'enclenchement du primaire.

Dans un premier temps, le transformateur fonctionne avec le bloc  $Th_1$  fermé, en configuration standard (Figure VI.11- b)). Au moment de détection du défaut, l'étape de passage d'une configuration du transformateur à autre démarre avec les ordres simultanés de déconnexion de l'enroulement  $E_1$  et de connexion de l'enroulement  $E_2$ . Sachant que les deux blocs sont commandés dans le même temps et que le courant ne s'annule qu'au passage par zéro, les spires sont mises en court-circuit pour une courte période de temps ( $\Delta t_u$ ) (Etape I). Dans l'étape suivante (l'étape II), le bloc  $Th_1$  est ouvert et les enroulements primaires restent connectés en série.

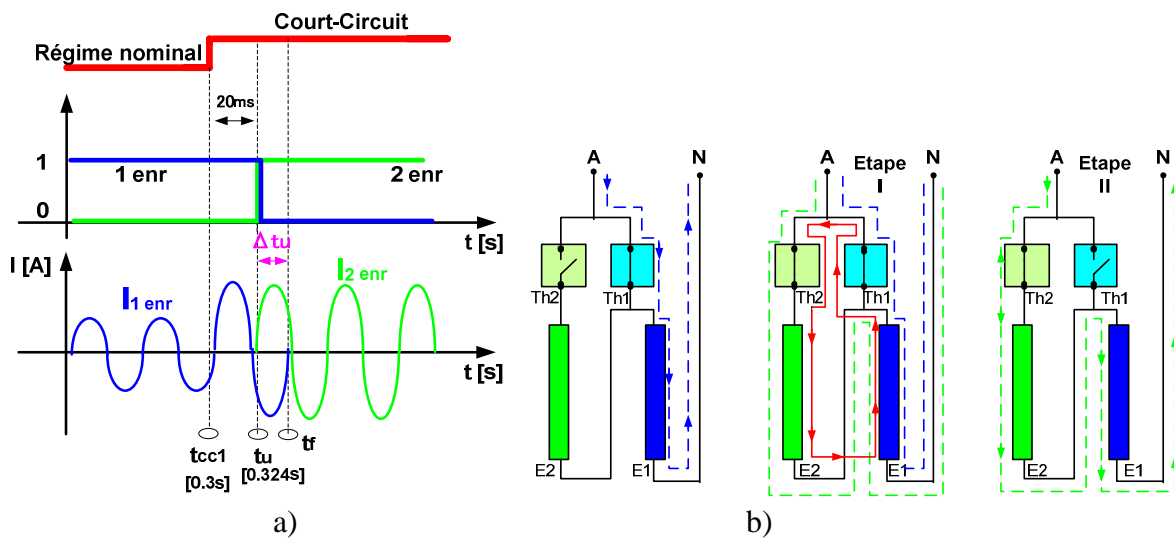


Figure VI.11: Stratégie d'enclenchement sans trou

Le scénario des simulations est présenté dans la Figure VI.11– a). Les blocs de commutation sont synchronisés pour changer la configuration du transformateur au même instant sur les trois phases. Le court-circuit a lieu au moment  $t_{cc1} = 0.3\text{ s}$  et après un délai de 20ms, les commandes sont envoyées vers les blocs de commutation  $t_e = 0.324\text{ s}$ . Le délai intervient dans la boucle de contrôle-commande des blocs de commutation, pour éviter le changement de configuration en cas de régime transitoire (démarrage moteurs).

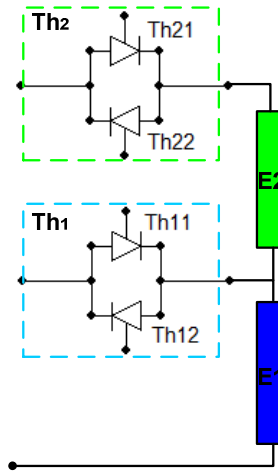


Figure VI.12: Bloc de commutation des thyristors- phase A

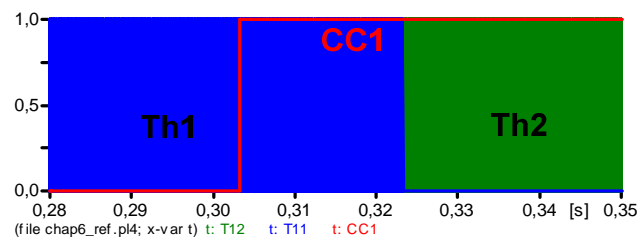


Figure VI.13: Détection du défaut (CC1), Commande du bloc de commutation de la phase A (Th11, Th21)

### VI.3.1.2 Changement avec l'interruption de l'alimentation de la charge

La caractéristique principale du scenario proposé est le changement de configuration du transformateur avec l'interruption de l'alimentation de la charge (Figure VI.14). L'intervalle  $\Delta t_u$  représente le temps imposé entre les commandes des blocs de commutation  $Th_1$  et  $Th_2$ . Après la détection du défaut, le bloc  $Th_1$  reçoit une commande d'ouverture (étape I). On attend l'extinction du courant de phase et ensuite le bloc  $Th_2$  est mis en conduction (étape II).

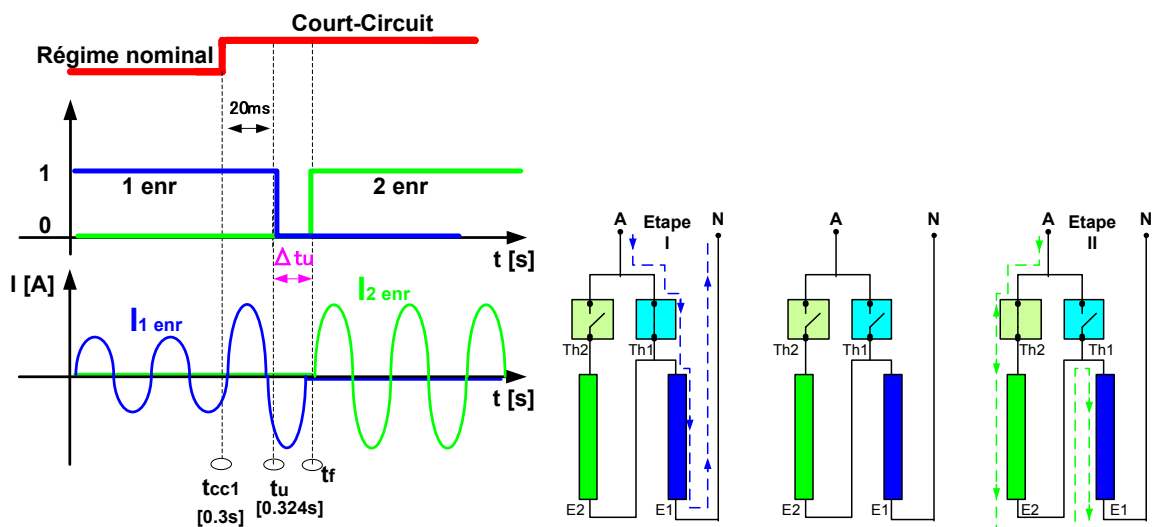


Figure VI.14: Stratégie d'enclenchement avec trou

Pour interrompre l'alimentation sur les trois phases, la commande des blocs de commutation doit être réalisée indépendamment pour chaque phase:

- la commande de déconnexion de l'enroulement  $E_1$  est envoyée au même instant sur les trois phases;
- la fermeture de l'enroulement  $E_2$  est commandée à différents instants de temps, avec un intervalle de temps suffisante pour interrompre les courants de l'enroulement  $E_1$  ;
- Les thyristors du bloc  $Th_2$  sont allumés juste après le passage par zéro du courant du bloc  $Th_1$ .

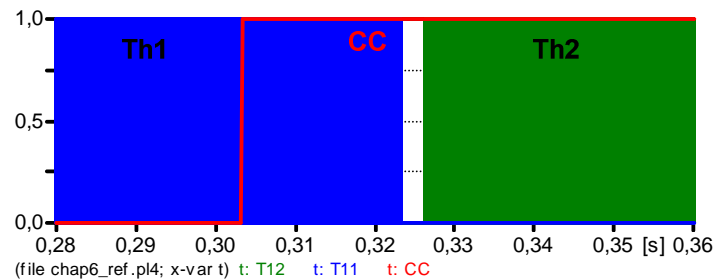


Figure VI.15: Détection du défaut (CC), Commande de blocs de commutation (Th1, Th2)

Le court-circuit est provoqué à l'instant  $t_{cc1} = 0.3s$ . La boucle de détection du défaut envoie la réponse à l'instant  $t_u = 0.324s$ . Les thyristors du bloc de commutation  $Th_1$  sont commandés à l'état bloqué. Après le passage par zéro du courant de l'enroulement  $E_1$ , l'enroulement  $E_2$  est connecté.

### VI.3.2 Reprise au vol du transformateur

Le moment de la reprise au vol est rencontré uniquement dans un scenario particulier : le courant secondaire délivré par le transformateur ne déclenche pas la protection principale du navire, mais il est suffisant pour déconnecter la charge affecté par le défaut. Une fois que le court-circuit est éliminé, le système Shore doit revenir au régime nominal.

#### VI.3.2.1 Changement avec la mise en court-circuit des enroulements primaires (reprise au vol sans trou)

La première stratégie proposée pour revenir à la configuration standard du transformateur est représentée par le changement avec la mise en court-circuit des enroulements primaires (Figure VI.16).



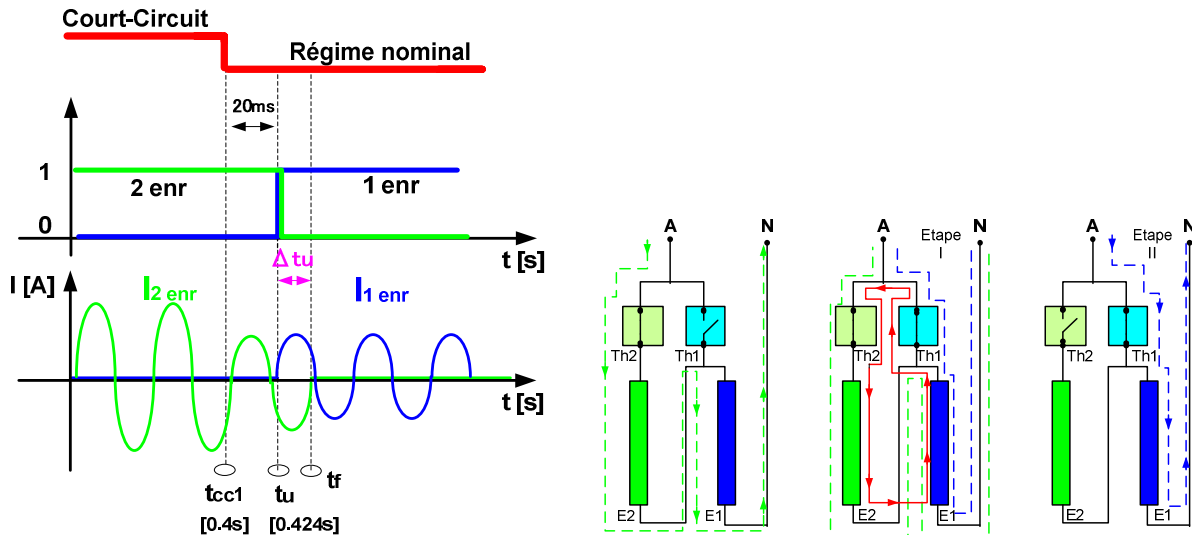


Figure VI.16: Stratégie de reprise au vol avec l'interruption de l'alimentation de la charge

La boucle de contrôle détecte la fin du court-circuit et après lance les commandes pour les blocs de commutation. Les blocs  $Th_1$  et  $Th_2$  sont commandés au même instant de temps. Jusqu'au passage par zéro du courant du bloc  $Th_2$ , les deux enroulements sont reliés en court-circuit. Ensuite, l'enroulement supplémentaire  $E_2$  est déconnecté et le transformateur se retrouve dans la configuration standard. Toutes ces étapes sont faites avec une charge au secondaire du transformateur.

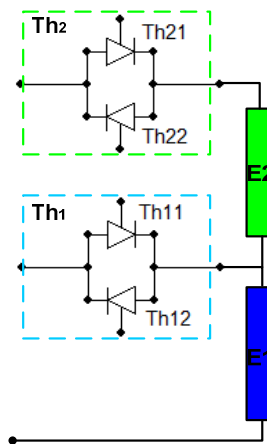


Figure VI.17: Bloc de commutation des thyristors- phase A

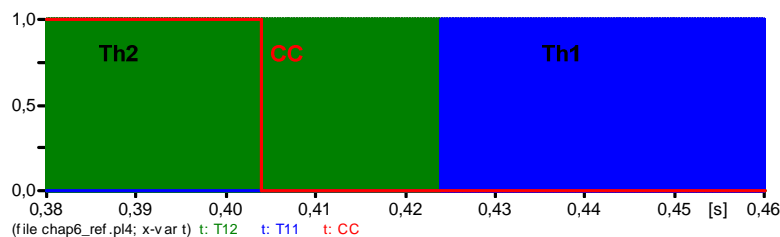


Figure VI.18: Détection de la fin du défaut (CC), Commande de blocs de commutation

$$(Th_{11}, Th_{21})$$

Sachant que:

- A l'instant  $t_{cc2} = 0.4 \text{ s}$ , le court-circuit est éliminé par les protections du navire ;
- La boucle de détection du défaut est représenté par le signal CC (Figure IV.17) ;
- Pour un intervalle de 20ms, le transformateur reste dans une configuration avec deux enroulements séries au primaire – ce délai est imposé par la boucle de contrôle-commande pour éviter le changement de configuration du transformateur en cas de régimes transitoires ;

l'architecture du transformateur revient à la configuration standard après l'élimination du défaut.

### VI.3.2.2 Changement avec l'interruption de l'alimentation de la charge (reprise au vol avec trou)

La reprise au vol avec l'interruption de l'alimentation de la charge représente la deuxième stratégie proposée pour le moment d'après l'élimination du défaut. Comme il a été précisé antérieurement, la reprise au vol est appliquée seulement dans les cas où le défaut est éliminé et une partie des charges restent en fonction.

Le défaut est éliminé à l'instant  $t_{cc2} = 0.4 \text{ s}$  et la commande de changement de configuration est envoyée après 20ms. Le circuit est déconnecté en ouvrant les contacteurs du bloc  $Th_2$ . Une fois que l'extension du courant est réalisée, la commande passe vers l'étape II (Figure VI.19), quand le transformateur revient à la configuration standard.

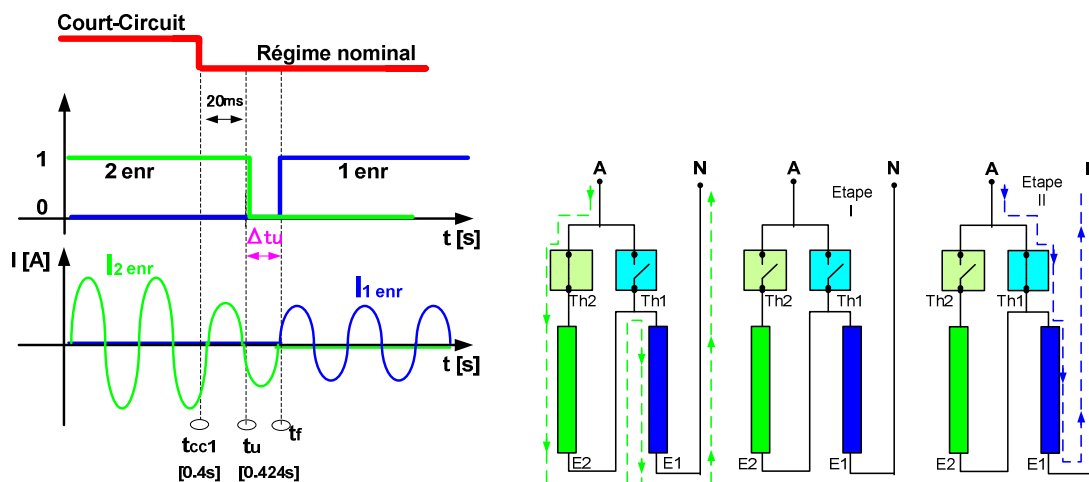


Figure VI.19: Stratégie de reprise au vol avec l'interruption de l'alimentation de la charge

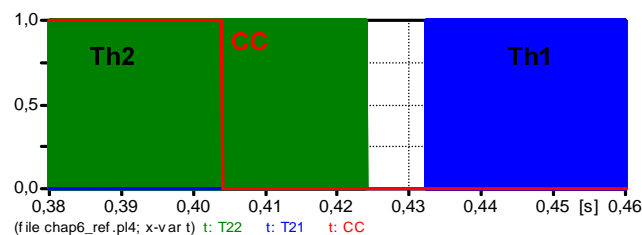


Figure VI.20: Détection de la fin du défaut (CC), Commande de blocs de commutation (Th1, Th2)

## VI.4 Résultats des simulations

Le système Shore est subi à un régime de défaut majeur, comme un court-circuit triphasé franc à côté de la charge, dans moyenne tension. Les simulations sont réalisées utilisant le système montré dans la Figure VI.19.

### VI.4.1 Enclenchement d'un enroulement

#### VI.4.1.1 Enclenchement sans trou

##### ➤ Surintensités

Comme les figures, Figure VI.21 et Figure VI.22, montrent, la mise en court-circuit des enroulements est réalisée aux différentes instantes de temps pour chaque phase. La phase qui est la plus affecté par le régime transitoire, est la phase C.

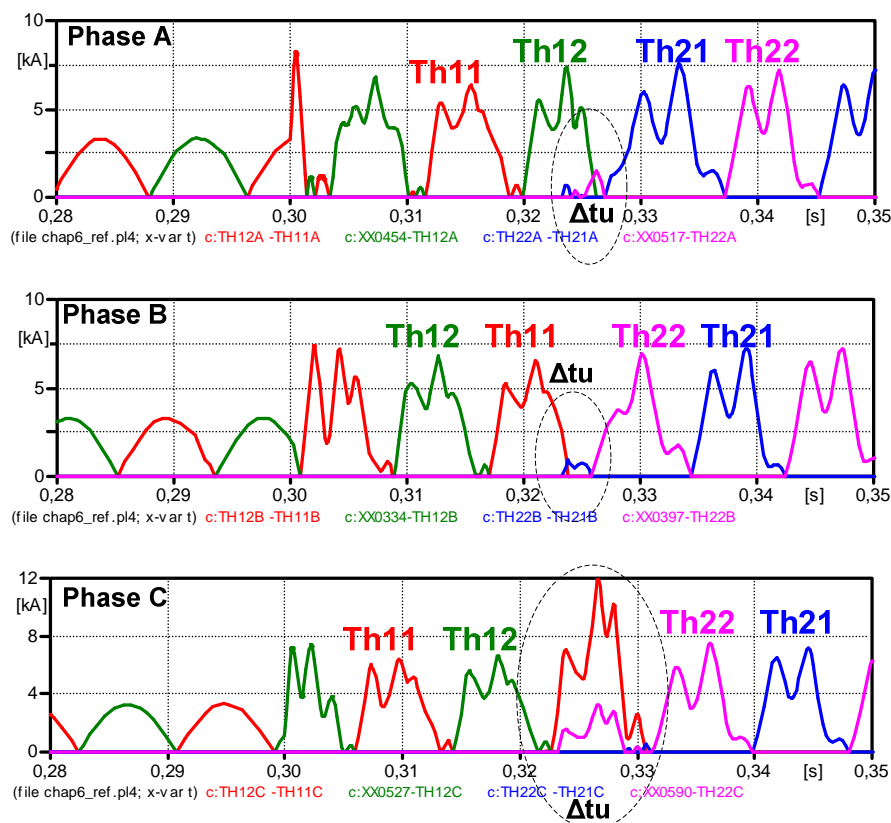


Figure VI.21: Courant primaire à travers les thyristors pour les trois phases

La commande de changement de configuration a lieu au début de la période de conduction du thyristor  $Th_{11}$ . Ainsi que, pour presque une demi-période, les enroulements de la phase C sont trouvés en court-circuit. Le courant que traverse le thyristor  $Th_{11}$  à une valeur importante, plus grande que la valeur de limitation des GFCs.

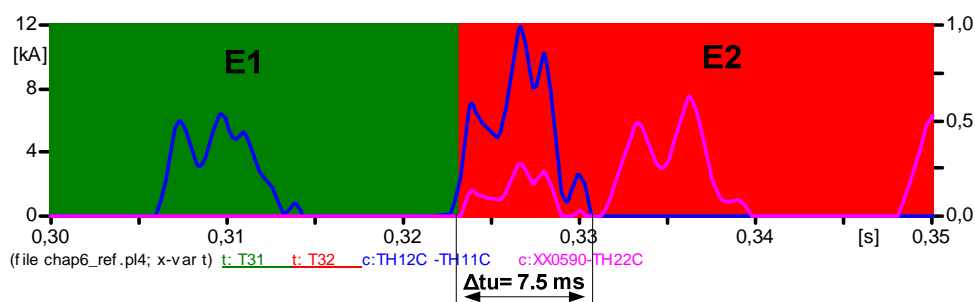


Figure VI.22: Courant primaire à travers les thyristors (Th11 et Th22) de la phase C

$$I_{E1-C} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_{TH11C}}{\sqrt{2}} = 14.7 \text{ kA} - \text{courant transitoire apparu lors de la mise en court-circuit}$$

des enroulements aux bornes du thyristor  $Th_{11}$  ;

$I_{Shore-lim} = 6.9 \text{ kA}$  - courant de limitation des GFCs utilisé en simulation.

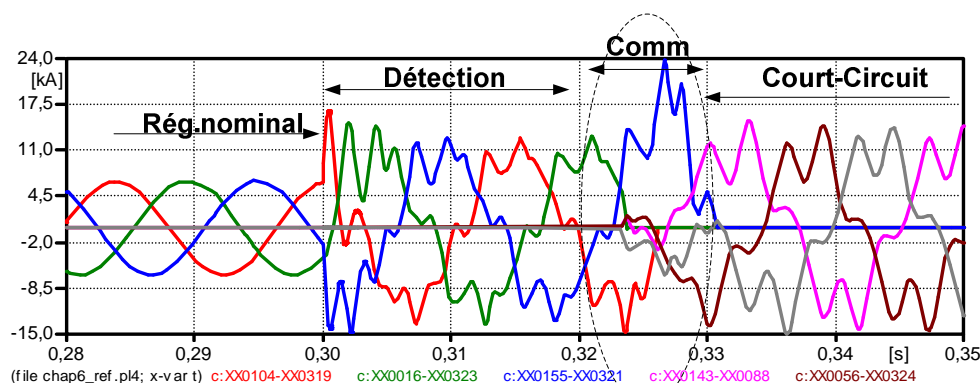


Figure VI.23: Les étapes de l'enclenchement sans trou présentées sur les courants crêtes triphasés aux bornes du transformateur

La Figure VI.23 montre le passage d'un à deux enroulements série. Pendant une courte période (zone marqué), les enroulements sont mis en court-circuit (période «Comm»), mais les GFCs limite la valeur instantanée du courant. Néanmoins, les GFCs limitent toutes les demandes du courant que peuvent se produire à l'enclenchement des spires supplémentaires.

Les simulations montrées dans ce paragraphe sont réalisés en considérant que l'interruption du courant primaire est naturelle, au passage par zéro du courant. Les enroulements peuvent se retrouver en court-circuit pour un intervalle maximum de 8ms (une demi-période).

Si, pour s'assurer un recouvrement des blocs de commutation, cet intervalle de mise en court-circuit des enroulements est augmenté, en introduisant un délai dans la commande des blocs de commutation, le régime transitoire provoqué est plus important. Le courant reste à une valeur élevée pour une période plus longue, en générant un creux de tension au primaire du transformateur et une baisse de courant au secondaire.

Pour étudier l'impact de l'augmentation de cet intervalle de mise en court-circuit des enroulements, un délai est imposé dans la boucle de contrôle. La période de temps entre la

fermeture de l'enroulement  $E_2$  et l'ouverture de l'enroulement  $E_1$  va être  $t_2 = \Delta t_u + \frac{T}{2}$ , où

$T[s] = \frac{1}{60 [Hz]}$ . Le résultat de cette simulation est montré dans la Figure VI.24 et Figure

VI.25. Les oscillations numériques apparus sont générées par la fermeture des interrupteurs sous logiciel ATP-EMTP.

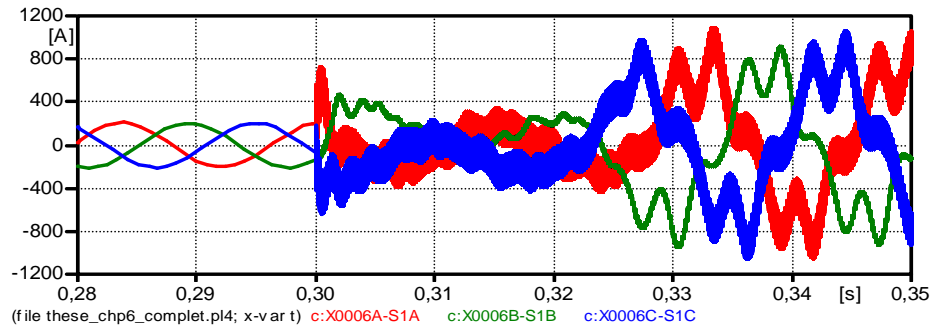


Figure VI.24 : Courant instantané secondaire

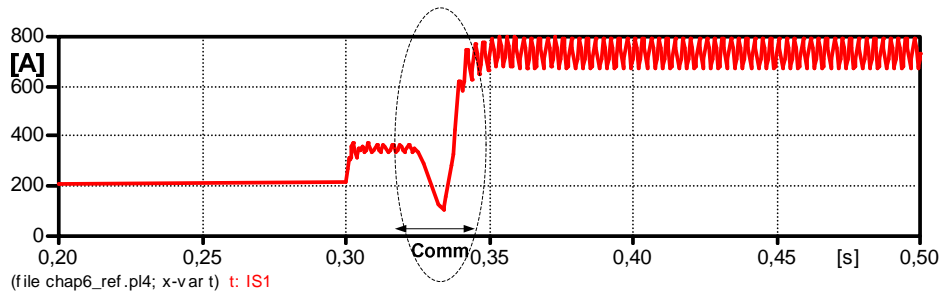


Figure VI.25: Courant efficace secondaire

Le courant efficace aux bornes de la charge diminue fortement lorsque du court-circuit des enroulements primaire, pendant une demi-période. Donc la conséquence directe de la mise en court-circuit des enroulements est le courant élevé qui peut apparaître au niveau des blocs de commutation et ainsi que la baisse du courant délivré vers la charge. Par contre, avec une source limitée comme est le cas de la station Shore, la contrainte en surintensité sur les blocs thyristor n'est pas très importante. Pour l'efficacité du basculement des enroulements pour l'augmentation du courant de court-circuit, le temps de recouvrement des blocs de commutation doit être minimisé au plus. La modification du courant pour une courte période de temps n'influence pas le courant instantané délivré vers la charge.

### ➤ Surtensions

Les surtensions générées au primaire du transformateur sont atténuées en utilisant des circuits « snubber » en parallèle avec les thyristors. Les valeurs de la résistance et de la capacité sont calculées conforme à [ANF 30]. Le circuit des thyristors tête-bêche est présenté dans la Figure VI.26:

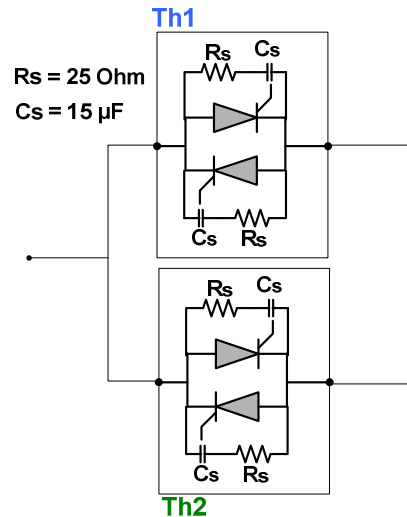
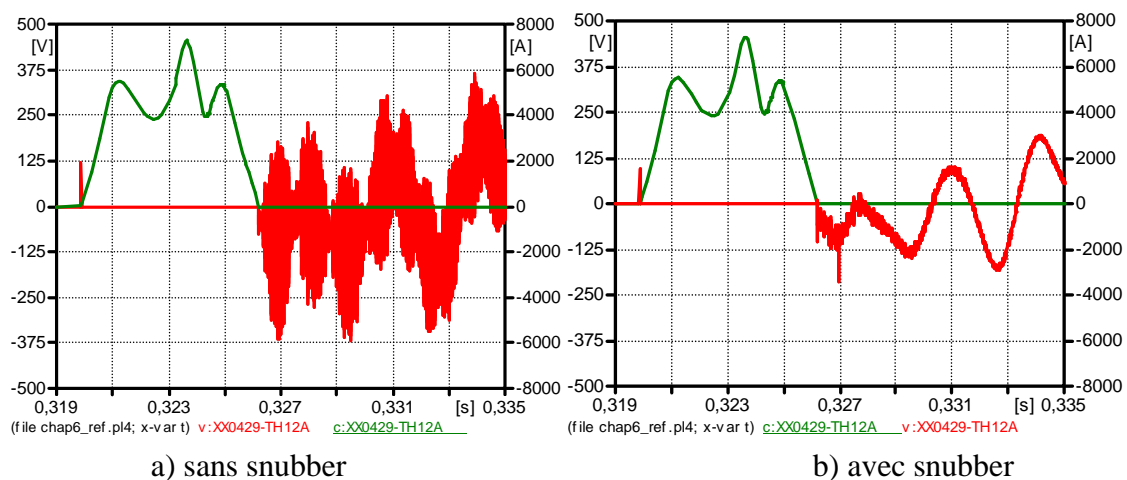


Figure VI.26: Circuit thyristors avec snubber RC

La Figure VI.27 présente la différence entre le circuit sans snubber et avec snubber. Le snubber intervient aussi en éliminant les oscillations numériques générés par le logiciel.


 Figure VI.27: Courant et tension à travers le thyristor  $Th_{12}$  - phase A

#### VI.4.1.2 Enclenchement avec trou

Le scénario de changement de la configuration du transformateur avec l'interruption de l'alimentation de la charge est réalisé en respectant les spécifications décrites dans le paragraphe VI.3.1.2.

#### ➤ Surintensités

Dans la Figure VI.28, les courants mesurés aux bornes des thyristors sont présentés.

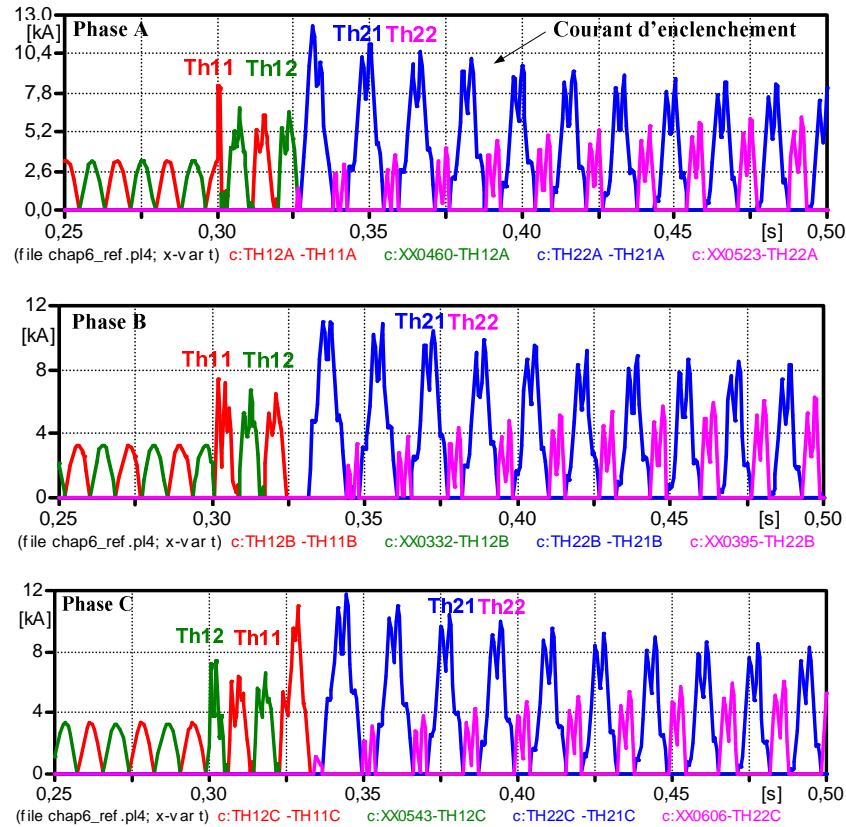


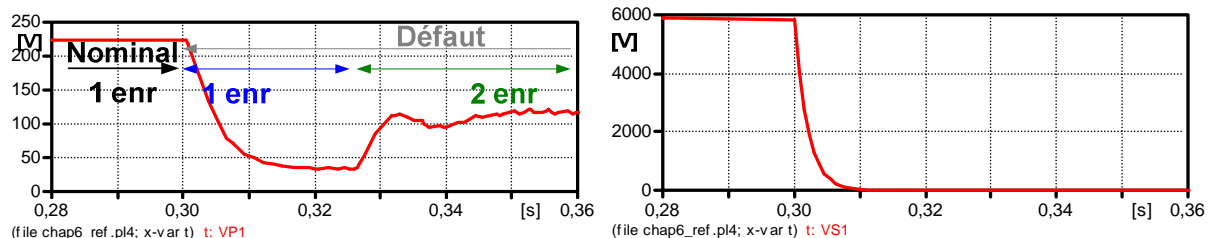
Figure VI.28: Courant primaire à travers les thyristors pour les trois phases

Le basculement des enroulements avec trou génère des courants d'enclenchement au primaire du transformateur. Ce courant a une valeur supérieure à la valeur de limitation du bloc GFCs et il persiste pour une période de 100 ms.

$$I_{E1-C} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_{TH11C}}{\sqrt{2}} = 12.2 \text{ kA} - \text{courant d'enclenchement aux bornes du thyristor } Th_{11};$$

$$I_{GFC-lim} = 6.9 \text{ kA} - \text{courant de limitation des GFCs utilisé en simulation.}$$

Les mesures de courant et de tension en amont et en aval du transformateur sont présentées dans la Figure VI.29. Le courant apparu lors de l'enclenchement de l'enroulement  $E_2$  diminue la tension du bloc des GFCs dans l'intervalle  $[0.324 \div 0.35s]$ . Le courant primaire est limité tout au long de cette période transitoire.



a) Tension efficace primaire

b) Tension efficace secondaire

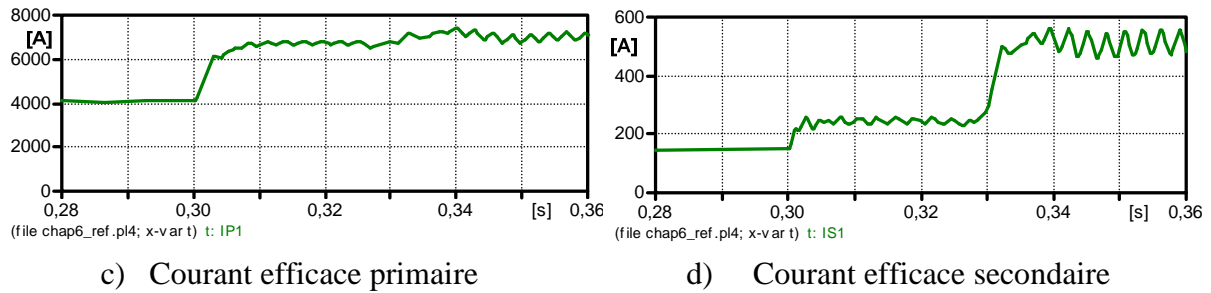
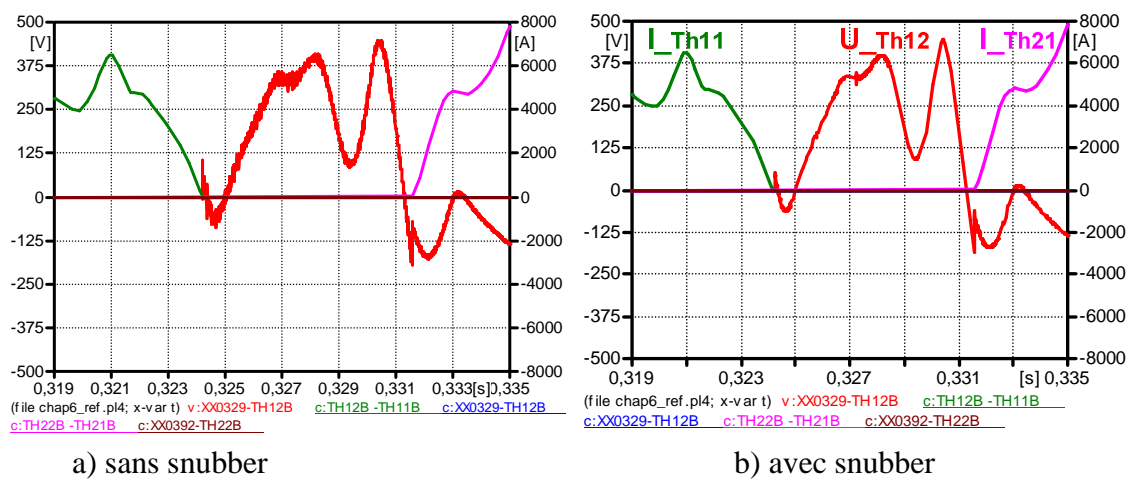


Figure VI.29: Mesures au primaire et au secondaire du transformateur

### ➤ Surtensions

La Figure VI.30 présente la tension mesurée à travers le thyristor  $Th_{12}$  de la phase B sans/avec snubber encadrée par les courants aux bornes des thyristors  $Th_{11}$  et  $Th_{21}$ .


 Figure VI.30: Courant et tension à travers le thyristor  $Th_{12}$  - phase B

Suite aux simulations réalisées pour l'enclenchement des enroulements avec trou, on peut évoquer les conclusions suivantes:

- La période d'interruption du circuit est différente pour chaque phase, ayant une valeur maximale d'une demi-période;
- L'interruption du circuit fait apparaître un courant d'enclenchement qui va accentuer l'instabilité de la tension fourni par le bloc des GFCs;
- La valeur du courant de l'enclenchement attend une valeur de 1.7 fois plus importante que la valeur de limitation du bloc des GFCs;
- Le processus de basculement des enroulements ne produit pas de surtensions de manœuvre.

### VI.4.2 Scenarii de reprise au vol

Lorsque le défaut a été éliminé par le déclenchement d'une protection, le système Shore doit être capable de reprendre le régime de fonctionnement normal en alimentant de nouveau les charges du navire avec la tension nominale.

Pour cela, le système Shore doit détecter la disparition du court-circuit et rebasculer les enroulements du transformateur pour retrouver la configuration initiale : le transformateur



doit passer des deux enroulements série au primaire à une configuration avec un enroulement (configuration standard). Si le changement de configuration n'est pas effectué, le navire sera alimenté à une tension deux fois inférieure à la valeur nominale.

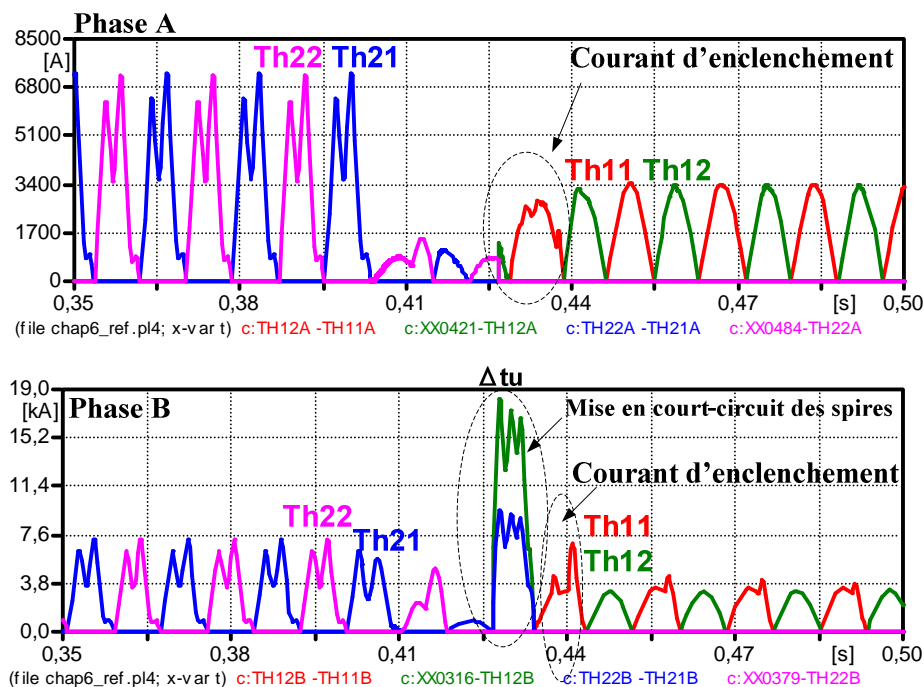
Les simulations sont réalisées avec le système Shore modélisé sous ATP-EMTP (figure VI.8). Le court-circuit apparu à l'instant  $t_{cc1} = 0.3s$  est isolé après 100 ms, à l'instant  $t_{cc2} = 0.4s$ . La durée du défaut a été choisie à 100 ms pour diminuer le temps de simulation. Le transformateur n'est pas affecté par la durée du court-circuit (jusqu'à 500 ms – le temps imposé par le cahier de charge de navires).

Le but de ces simulations est d'étudier le comportement du transformateur au moment du passage d'un régime de court-circuit au régime nominal. Nous s'intéressons à l'analyse des possibles surtensions et courants d'enclenchements que peuvent se produire au changement de configuration du transformateur. En fonction des résultats trouvés, la plus favorable stratégie de reprise au vol est choisie.

#### VI.4.2.1 Reprise au vol sans trou

##### ➤ Surintensités

Les mesures de courants aux bornes des thyristors de chaque phase sont montrées dans la Figure VI.31. Dans un premier temps (0.35 s – 0.4 s), le régime de court-circuit est présenté. Ensuite, le défaut est éliminé et les courants diminuent fortement, pour une période de 20 ms. L'ordre d'enclenchement de l'enroulement  $E_1$  et d'ouverture de l'enroulement  $E_2$  est donné dans le même instant de temps.



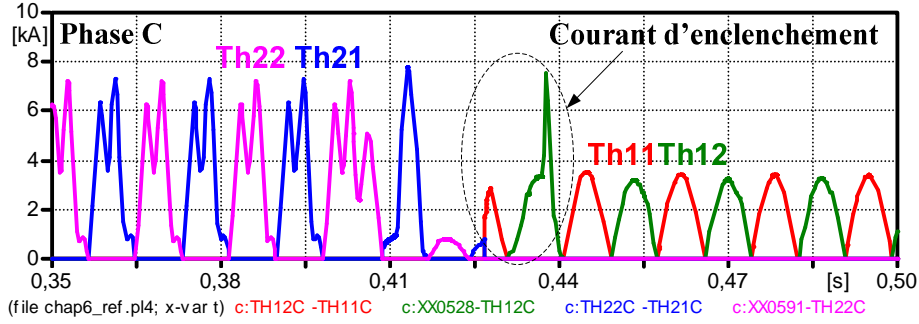


Figure VI.31: Courant primaire à travers les thyristors pour les trois phases

Au moment de basculement de l'enroulement  $E_1$ , le courant au borne du thyristor  $Th_{11}$  monte jusqu'à la valeur de 18.6 kA, deux fois plus grande que le courant de limitation du GFC.

$$I_{E1-A} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_{TH11A}}{\sqrt{2}} = 18.6 \text{ kA} - \text{courant transitoire apparu lors de la mise en court-circuit}$$

des enroulements aux bornes du thyristor  $Th_{11}$  ;

$I_{GFC-lim} = 6.9 \text{ kA}$  - courant de limitation des GFCs utilisé en simulation.

Si à l'enclenchement des enroulements sans trou, la mise en court-circuit des spires génère un courant élevé, dans ce cas, la reprise au vol pose le même problème, mais ayant deux causes différentes:

- le courant apparu à la mise en court-circuit des spires;
- le courant d'enclenchement du transformateur.

Ces deux courants remettent le bloc des GFCs dans l'état de limitation pour une courte période de temps (~30 ms), comme le montre la Figure VI.32.

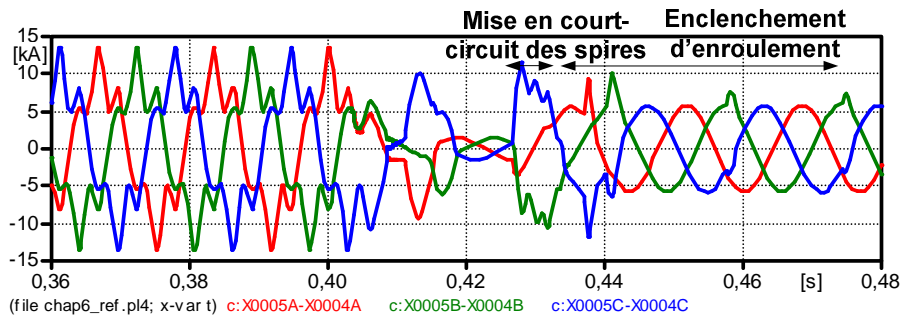


Figure VI.32: Courant triphasé aux bornes du bloc des GFCs

La connexion de l'enroulement  $E_1$  au circuit, après la déconnexion de l'enroulement  $E_2$  produit la saturation du circuit magnétique. La valeur du courant d'enclenchement est en fonction du moment de l'enclenchement, donc de l'angle de la tension du circuit ( $\Phi$ ) (Figure VI.33). Le courant a valeur inférieure au courant nominale si l'enclenchement est réalisé quand l'angle de la tension est égale ou proche de  $\Phi = \frac{\pi}{2}$  ou  $\Phi = \frac{3\pi}{2}$ .

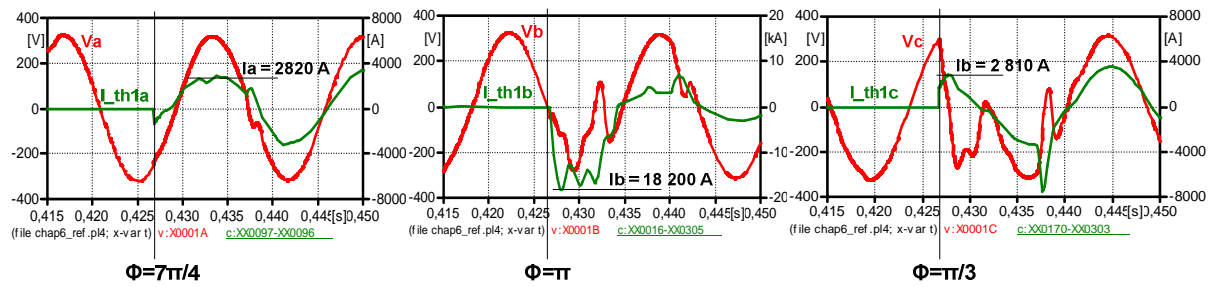


Figure VI.33: Tension et courant de phase au primaire du transformateur

Les convertisseurs de fréquence limitent la valeur du pic de courant, en évitant l'apparition d'un défaut aux bornes des blocs de commutation. Néanmoins, le courant a une valeur élevée, étant riche en harmoniques trois et cinq.

Le système rejoint le régime nominal avec un transformateur qui a un rapport de transformation inférieur au rapport nominal (les deux enroulements primaire sont en série) (Figure VI.34). Les valeurs de la tension et du courant au secondaire du transformateur sont divisées par deux (Figure VI.34– b) et d)). Du moment  $t = 0.424$  s démarre le changement de prises du transformateur. Une tension inférieure à la tension nominale peut affecter le fonctionnement des moteurs et les autres charges sensibles du navire.

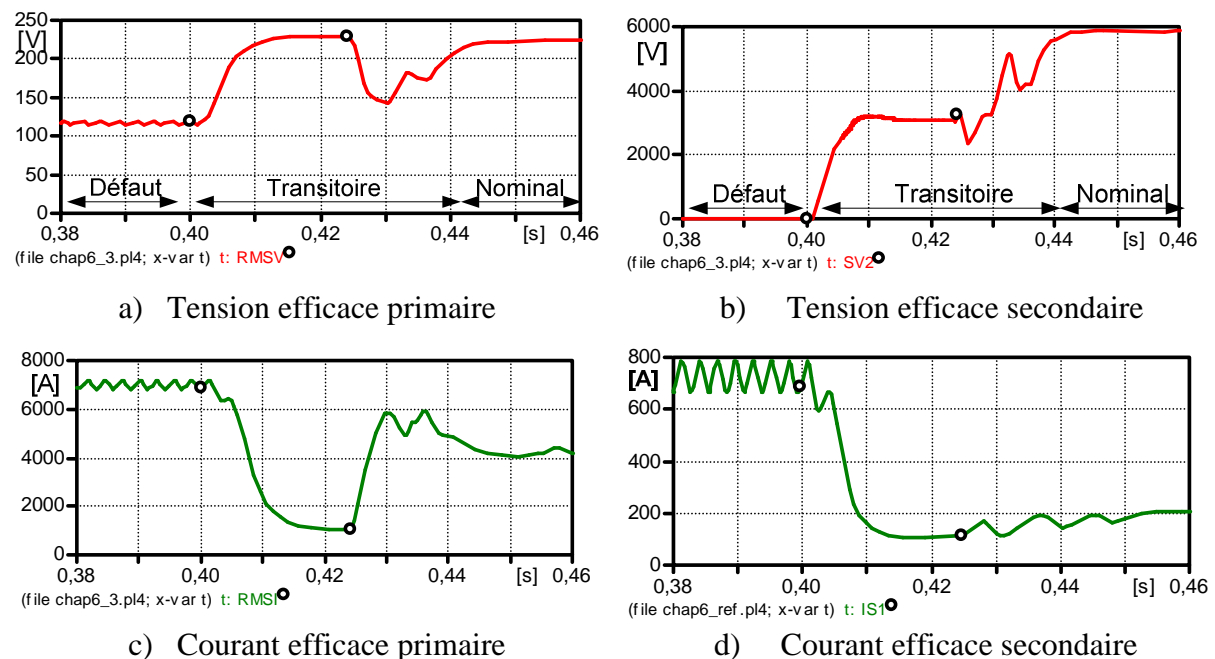


Figure VI.34: Mesures au primaire et au secondaire du transformateur

### ➤ Surtensions

La tension, mesurée aux bornes du thyristor  $Th_{21}$  à la reprise au vol du transformateur, est montrée dans les Figure VI.35. La déconnexion de l'enroulement  $E_2$ , à l'instant d'interruption du courant de phase, produit un phénomène de surtension.

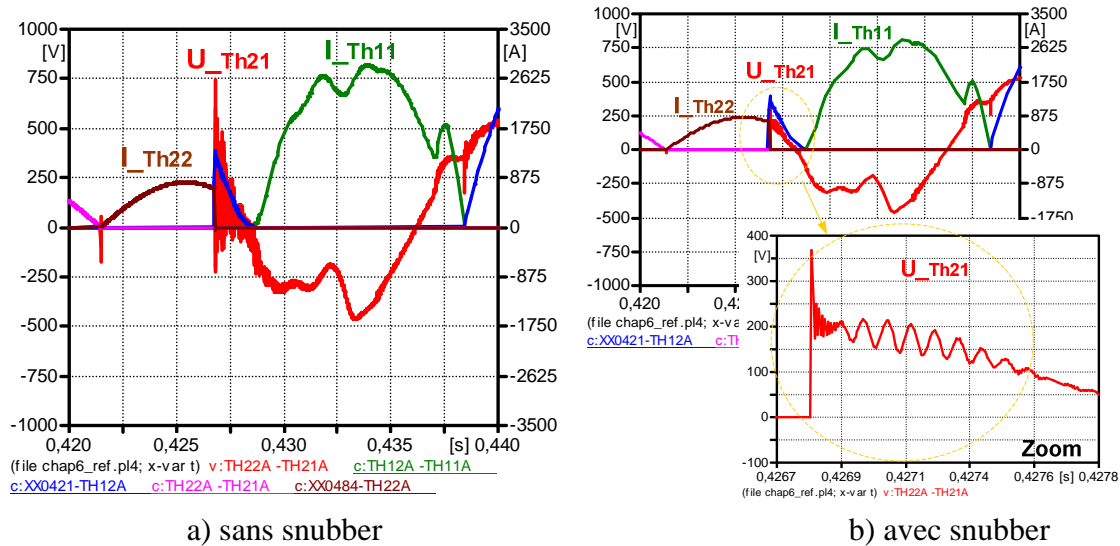


Figure VI.35: Courant et tension à travers le thyristor  $Th_{12}$  - phase A

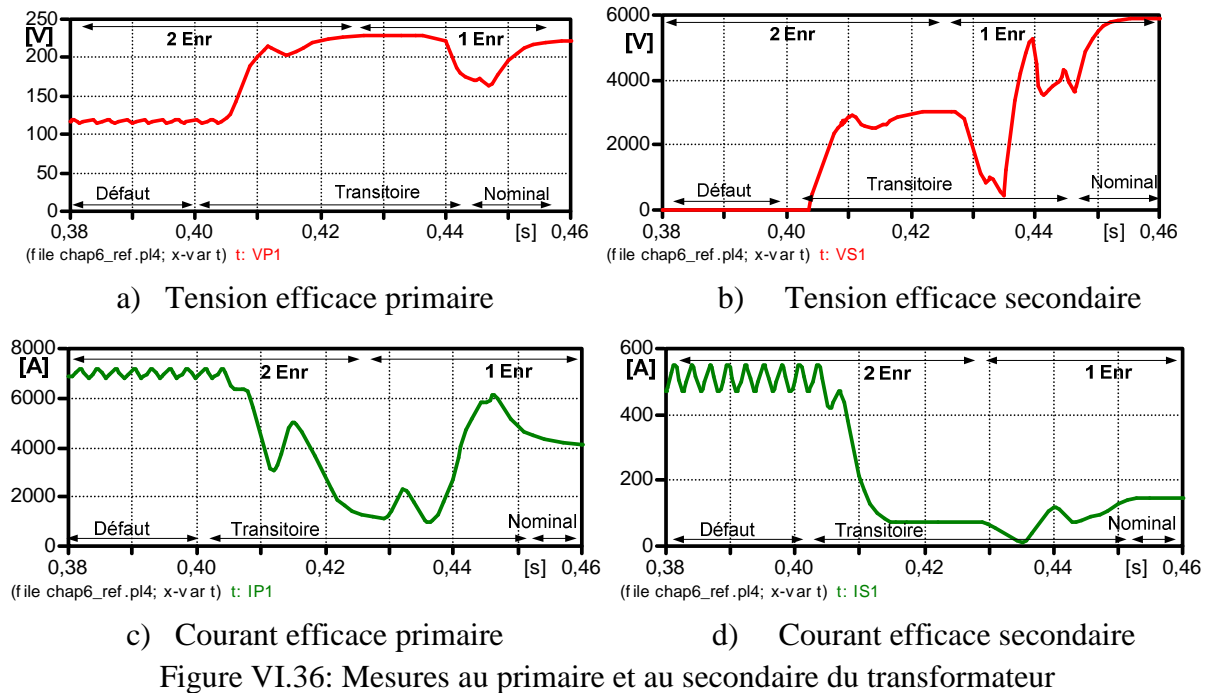
Les surtensions au primaire du transformateur sont atténuées en utilisant des circuits «snubber» en parallèle avec les thyristors (Figure VI.35– b)). La valeur de la tension à l'instant  $t = 0.4268$  s est de  $175\% U_{GFC}$ .

Les résultats des simulations présentés dans ce paragraphe peuvent construire les conclusions suivantes:

- La mise en court-circuit des enroulements, lors du changement de configuration du transformateur, crée un courant supplémentaire de court-circuit avec une valeur élevée (jusqu'à 2 fois le courant de limitation du bloc des GFCs);
- La mise en court-circuit des spires peut durer jusqu'à une demi-période pour chaque phase et produit des courants de court-circuit des différentes valeurs pour chaque phase;
- La reprise au vol sans trou produit des courants élevés aux bornes primaire du transformateur ainsi que le bloc des GFCs peut repasser dans un fonctionnement de surcharge à un fonctionnement limité;
- Les surtensions apparues à l'interruption des courants des enroulements peuvent avoir des valeurs élevées. Néanmoins, les valeurs trouvées dans les simulations ne sont pas dangereuses pour l'équipement.

#### VI.4.2.2 Reprise au vol avec trou

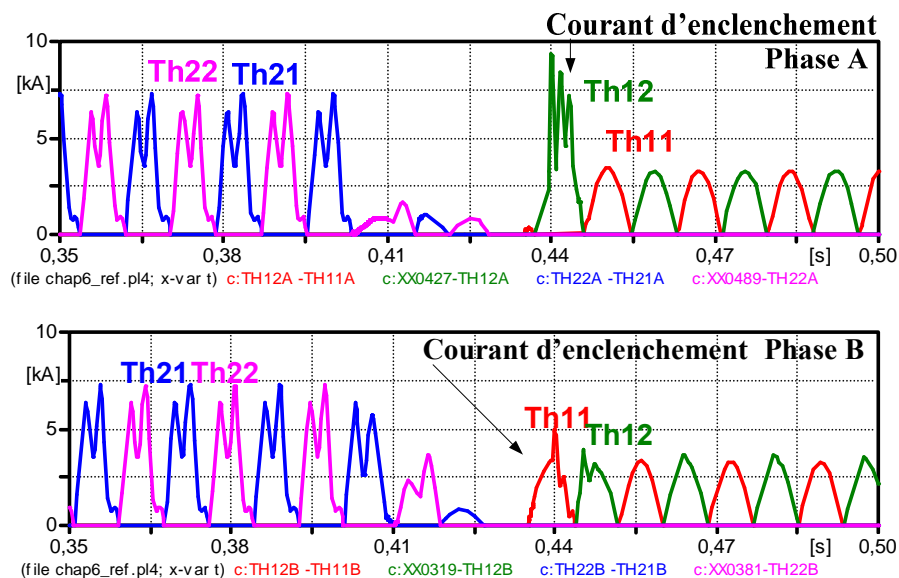
L'intervalle de temps, autant que les spires du transformateur ne sont pas alimentées, a des différentes valeurs pour chaque phase. Ainsi que le transformateur n'est pas totalement déconnecté de la source. La Figure VI.36 présente les tensions et les courants en valeur efficace mesurés au primaire et au secondaire du transformateur.



La notion de «régime transitoire» est utilisée dans la Figure VI.36 pour décrire la période de transition comprise entre la fin du défaut et l'attendre du régime nominal. Le régime transitoire de ce scénario est donné par l'enclenchement de l'enroulement principal, phase par phase, à différents instants de temps.

### ➤ Surintensités

La Figure VI.37 présente les mesures des courants aux bornes des thyristors.



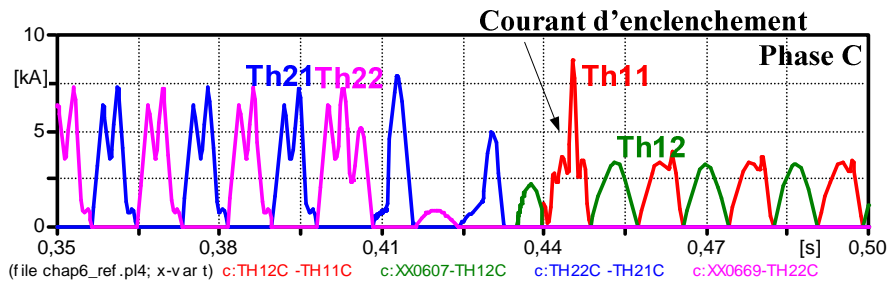


Figure VI.37: Courant primaire à travers les thyristors pour les trois phases

$$I_{E1-A} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_{TH11A}}{\sqrt{2}} = 8.5 \text{ kA} - \text{courant d'enclenchement de l'enroulement } E_1 \text{ aux bornes du}$$

thyristor  $Th_{11}$ ;

$I_{GFC-lim} = 6.9 \text{ kA}$  - courant de limitation des GFCs utilisé en simulation.

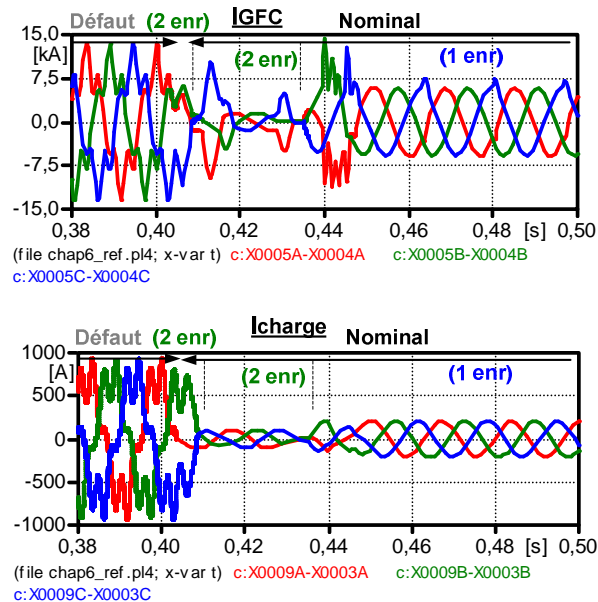


Figure VI.38: Courant triphasé aux bornes du bloc des GFCs et aux bornes de la charge

### ➤ Surtensions

Au moment de la fin du défaut, la tension supporte une composante transitoire avec des oscillations à haut fréquence (Figure VI.39).

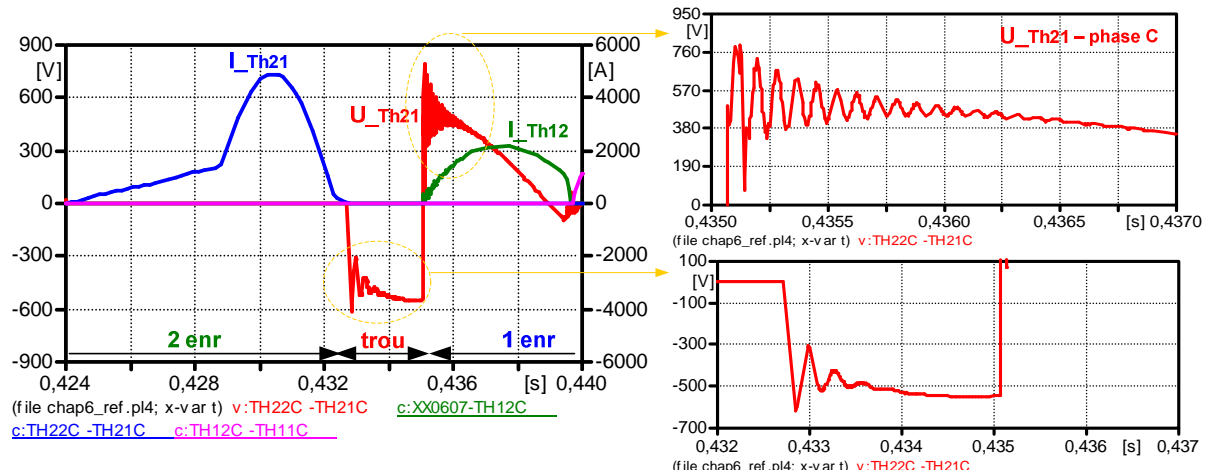


Figure VI.39: Tension à travers le thyristor Th21 – phase C

Le phénomène de surtension apparaît au moment de la fin de court-circuit, au début de la période d'interruption du circuit (période « trou ») et au moment de l'enclenchement de l'enroulement  $E_1$  ( $t = 0.435$  s). Pendant la période du trou, un courant résiduel circule dans le circuit.

La valeur de la tension à l'instant  $t = 0.435$  s est de  $140\% U_{GFC}$ . Comme dans le scénario précédent de la reprise au vol sans trou, le bloc de commutation est construit en utilisant des snubber RC.

Les résultats des simulations présentés dans ce paragraphe peuvent construire les conclusions suivantes:

- La reprise au vol avec trou produit un courant d'enclenchement de 8,5 kA que génère à son tour une creux de tension au primaire du transformateur et pour une courte période de temps (20 ms) passe le bloc des GFCs en fonctionnement de surcharge;
- Pendant la période de l'interruption du circuit, la tension au secondaire du transformateur diminue, mais la période de la creux de tension est très courte (approximatif une demi-période) pour affecté les charges.

La surtension de manœuvre est éliminée en utilisant des circuits snubber en parallèle avec les contacteurs statiques.

## VI.5 Conclusions

L'objectif de ce chapitre est de valider, par la simulation transitoire, le système de basculement automatique des enroulements pour l'augmentation du courant de court-circuit.

Pour permettre la simulation transitoire du système Shore équipé d'un basculement automatique d'enroulement, des modèles adaptés à la simulation des phénomènes de court-circuit, de saturation du circuit magnétique et de surtensions, ont été développés pour différentes équipements:

- le transformateur double enroulement;
- les contacteurs statiques;
- les liaisons BT et MT.

Dans une deuxième partie, plusieurs stratégies de contrôle-commande pour le changement de configuration du transformateur sont proposées. Les résultats obtenus sous ATP-EMTP montrent la fiabilité de la solution à base du transformateur comme une alternative pour l'augmentation du courant de court-circuit.

La simulation de différentes stratégies de basculement ont permis d'observer:

- Pour la stratégie de basculement sans trou:
  - La valeur du courant à travers les thyristors augmente jusqu'à 2.7 fois le courant de limitation du bloc GFCs;
  - Le basculement sans trou support un courant de court-circuit des spires et un courant d'enclenchement des enroulements;
  - Au primaire, le courant apparu est limité par le bloc des GFCs et au secondaire le basculement provoque la baisse du courant efficace délivré vers la charge;
  - Les surtensions de manœuvre sont présentes dans tous les simulations réalisées avec des valeurs de 1.4 – 1.75 fois la tension nominale.
- Pour la stratégie de basculement avec trou:
  - La valeur du courant à travers les thyristors est inférieure à la valeur retrouvée avec la stratégie sans trou – le courant monte jusqu'à 2 fois le courant de limitation du bloc des GFCs;
  - La surintensité est générée par le courant de l'enclenchement du transformateur;
  - La valeur du courant d'enclenchement dépend de l'instant de fermeture du circuit;
  - Les surtensions sont présentes au moment d'ouverture du circuit et aussi dans l'instant de fermeture après la période du trou.





## ***Conclusions Générales***



## Conclusions Générales

Cette étude s'inscrit dans le cadre du projet industriel « Shore Connection » de Schneider Electric et est consacré à l'amélioration de la compatibilité des réseaux de quai et de navire.

Les études du régime transitoire de cette installation ont d'abord débuté par une étape de modélisation et simulation du système Shore-Navire à l'aide des logiciels Matlab Simulink-SimPowerSystems et ATP-EMTP. Les modèles des composants du système constituent des outils de tests pour la suite du projet et pour les divers partenaires. Pour respecter les contraintes imposées par le cahier de charges des armateurs, plusieurs solutions de renforcement de courant de court-circuit ont été proposées et évaluées sous différents angles.

La solution qui a retenu l'attention, et qui a fait l'objet d'un dépôt de brevet, est celle d'un système architecturé autour d'un transformateur BT/HTA à double enroulement primaire. Cette solution a été testée sous divers scénarii à la fois en simulation et en sur un banc temps réel. Les résultats obtenus ont conforté positivement notre première impression.

Le problème du basculement d'une configuration à une autre est particulièrement délicat et nous a obligés à proposer et à tester des séquençements qui soient à la fois sûrs et les moins contraignants que possible.

Toutefois, la structure proposée se doit être investiguées d'avantage voire subir des perfectionnements ou des tests supplémentaires.

En ce qui concerne les perspectives du sujet abordé par cette thèse, la problématique est riche en interrogations et problèmes ouverts comme :

- Optimiser le convertisseur de fréquence pour la compensation d'énergie réactive ;
- Se pencher sur des tests à échelle unitaire :
  - Pour le transformateur à double enroulement primaire ou secondaire ;
  - Pour le test de séquençement des basculements.
- Utiliser des interrupteurs bi-commandables (IGBTs) pour le basculement des enroulements du transformateur.

La problématique de l'alimentation de navire à quai est un sujet nouveau et donc un champ de recherche à long terme. Dans ce sens là, des études de mise en parallèle de plusieurs stations

d'alimentation avec l'option de partager la puissance entre plusieurs navires pourrait être envisagée.

Une autre voie de recherche qui peut s'avérer fructueuse et utile serait la gestion optimisée du réseau on-shore à des fins d'intégration d'énergie renouvelable locale ou éloignée. On s'approche ici de la problématique micro-réseaux.

Enfin au-delà de ces projections, il faudra bien entendu tenir compte de l'évolution des technologies des réseaux de bord des navires qui feront certainement évoluer les normes de raccordement et de ce fait, amèneront naturellement à revisiter les solutions de compensation proposées.

## *Bibliographie*



- [ABD 10] – M.K. Abdennadher, « Etude et elaboration d'un système de maintenance predictive pour les condensateurs et les batteries utilises dans les alimentation sans interruptions », Thèse de doctorat de l'Université « Claude Bernard » Lyon1, Lyon, mai 2011
- [AHM 12] – A.M. Ahmad, « Techniques de transmission et d'accès sans fils dans les reseaux AD HOC vehiculaires (vanets) », These de doctorat de l'Université Pierre et Marie Curie, Paris, 09 Octobre 2012
- [AND 09] -A.M. Andreica Vallet, « Optimisation énergétique de chaînes de conversion hydroliennes – modélisation, commandes et réalisations expérimentales », Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, juillet 2009
- [AND 11] – A.M. Andreica Vallet, S. Bacha, I. Munteanu, A.I. Bratcu, D. Roye, « Management and Control of Operating Regimes of Cross-Flow Water Turbines », IEEE Transactions on Industrail Electronics 06/2011
- [AND 99] – C. Andrieu, E. Dauphant, D. Boss, « A Frequency-Dependant Model For a MV/LV Transformer », IPST'99 – International Conference on Power Systems Transients, June 20-24 1999, Budapest-Hungary
- [ANF 30] - Application Note AN-3008 - « RC Snubber Networks for Thyristor Power Control and Transient Suppression», Fairchild Semiconductor, REV. 4.01 6/24/02
- [ANS 50] - ANSI /IEEE Standard C37.2 Standard for Electrical Power System Device Function Numbers, Acronyms, and Contact Designations
- [ATP 01] – L. Prikler, H.K. Hoidalén, « ATPDRAW User's Manual, version 3.5 for Windows 9x/NT/2000/XP », October 2002
- [BAC 01] – S. Bacha, I. Etxeberria-I, M. Crappe, S. Fahe, Z.A. Styczynski, C. Courtois, A. Talibart, M. Fracchia, M. Stuart, T. Consani, E. Merli, P. Borgignon, « Using SVC for voltage regulation in railways network high voltage cooster european project », 9th european Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2001, EPE Assoc, Brussels, Belgium, 2001
- [BAC 08] – S. Bacha, D. Frey, J.L. Schanen, E. Lepelleter, P.O. Jeannin, R. Caire, « Short-Circuit Limitation thanks to a series connected VSC », Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2008, 23<sup>rd</sup> Annual IEEE, pp.1938, 1945, 24-28 Feb. 2008



- [BAC 09] – S. Bacha, C. Dufour, D. Ocnasu, D. Roye, I. Munteanu, « Real Time Power Hardware-In-The-Loop system – Application to power electronics compensators », 11th Hispano-Lusa conference on electrical engineering, Saragossa, 1-3 July 2009
- [BAC 13] – S. Bacha, D. Frey, E. Lepelleter, R. Caire, « Power Electronics in the Future Distribution Grid », chapter of Electrical Distribution Networks, Edited by Nouredine Hadjsais, JC Sabonnadiere, 01/2013 : chapter 12 ; John Wiley & Sons ; ISBN: 9781848212459
- [BAC 14] – S. Bacha, I. Munteanu, A.I. Bratcu, « Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies », Springer-Verlag London, 2014  
ISBN: 978-1-4471-5477-8 (Print) 978-1-4471-5478-5 (Online)
- [BAC 94] - S. Bacha, M. Brunello, A. Hassan, "A general large signal model for DC-DC symmetric switching converters" Electric Machines and Power Systems, Vol 22, N° 4, Juillet 1994 ; pp 493-510
- [BAS 98] – P. Bastard, «Fonctionnement et réglage des systèmes de transport et distribution d'énergie électrique », Ecole Supérieure d'Electricité, Supélec, 1998
- [BES 06] – Y. Bésanger, « Vers l'amélioration de la sécurité des réseaux électriques de puissance », Habilitation à Diriger des Recherches de Grenoble INP, Décembre 2006
- [BOS 01] - B.K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice - Hall: Englewood Cliffs, NJ, U.S.A., 2001
- [BUN 11] – L. Bun, B. Raison, G. Rostaing, S. Bacha, A. Rumeau, A. Labonne, « Development of a Real Time Photovoltaic Simulator in Normal and Abnormal Operations », IEEE – IECON 2011, 7-10 Novembre 2011, Melbourne, Australie
- [CAH 19] – D. Fulchiron, « Cahier technique 192 – Protection des transformateur de postes MT/BT », Schneider Electric, édition avril 1998
- [CAR 95] – JP. Caron, JP. Hautier, « Mdélisation et commande de la machine asynchrone (Electrotechnique) », 1995, ISBN : 9782710806837
- [CAR 98] – JP. Caron, JP. Hautier, « Méthodologie causale de modélisation et de commande (Electrotechnique) », 1998, ISBN : 9782710807452

- [CHI 05] – N. Chiesa, « Power Transformer Modelling Advanced Core Model », These de doctorat de l'Université « Politecnico di Milano », 2005
- [COR 07] – James J. Corbett, James J. Winebrake, Erin H. Green, Prasad Kasibhatla, Veronika Eyring, Axel Lauer, « Mortality from Ship Emissions : A Global Assessment », Environ.Sci.Technol., November 5, 2007
- [CRA 11] – O. Craciun, A. Florescu, I. Munteanu, S. Bacha, A.I. Bratcu, D. Radu, « Protection devices testing based on power-hardware-in-the-loop simulation », IECON 2011 – 37<sup>th</sup> Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 7-10 Nov. 2011
- [CRA 14] - O. Craciun, A. Florescu, I. Munteanu, S. Bacha, A.I. Bratcu, D. Radu, « Hardware-in-the-Loop simulation Applied to Protection Devices Testing », International Journal of Electrical Power and Energy Systems, Elsevier, Volume 54, Pages 55-64 January 2014
- [EFE 07] – Ch. Delavelle, « Etude du branchement des navires aux réseaux d'alimentation électrique terrestres », AJI-Europe, 17 juin 2009
- [ELC 59] – Electricité de France/ Centre de Normalisation, « Le réglage de la tension dans le réseaux de distribution », EDF, 1959
- [EXT 02] - I. Etxeberria-Otadui, V. Manzo, S. Bacha, F. Baltes, « Generalized average modelling of Facts for real time simulation in ARENE », IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28<sup>th</sup> Annual conference], Vol. 2, No.pp. 864, 869, 5-8 Nov. 2002
- [EXT 03] – I. Etxeberria-Otadui, « Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – application à la qualité de l'énergie », Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, septembre 2003
- [EXT 04] - I. Etxeberria-Otadui, U. Viscarret, S. Bacha, M. Caballero, R. Reyero, « Evaluation of different strategies for series voltage sag compensation », Power Electronics Specialists Conference, IEEE 3<sup>rd</sup> Annual, Vol. 4, pp. 1797, 1802, 2002
- [EXT 14] - A. Etxeberria, I. Vechiu, H. Camblong, S. Kreckelbergh, S. Bacha, « Operational limits of a three level neutral point clamped converter used for controlling a hybrid energy storage system », Energy Conversion and Management, 03/2014 ; 79 :97-103
- [FAI 11] – J. Faiz, B. Siahkollah, « Electronic Tap-changer for Distribution Transformers », Springer Science & Business Media, 24 iun. 2011

- [FLO 12] – A. Florescu, « Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique », Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, novembre 2012
- [FLO 13] – A. Florescu, S. Bacha, A. Rumeau, I. Munteanu, A.I. Bratcu, « PHIL simulation for validating power management strategies in all-electric vehicles », Power Electronics and Applications (EPE), 2013, 15<sup>th</sup> European Conference on; 01/2013
- [GAZ 06] – H. Gaztanaga Arantzamendi, « Etude de structures d'intégration des systèmes de génération des systèmes de génération décentralisée : application aux microréseaux », Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, décembre 2006
- [GAZ 07] - H. Gaztanaga Arantzamendi, I. Etxeberria, D. Ocnasu, S. Bacha, « Real-Time Analysis of the Transient Response Improvement of Fixed Speed Wind Farms by Using a Reduced-Scale STATCOM Prototype », IEEE Transactions on Power Systems, Volume 22, Issue 2, May 2007 Page(s): 658-666
- [GAZ 08] - H. Gaztanaga Arantzamendi, I. Etxeberria, S. Bacha, D. Roye, « Real-Time Analysis of the Control Structure and Management Functions of a Hybrid Microgrid System », IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 – 32<sup>nd</sup> Annual Conference, 6-10 Nov. 2006
- [GOM 05] – C. Gombert, « Simulation temps-réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux Réseaux d'Energie Electrique », Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, septembre 2005
- [HAN 06] – « Distribution Transformer Handbook », Third Edition, October 2006
- [HAR 12] – J.H. Harlow, « Electric Power Transformer Engineering », Third Edition, May 16, 2012 by CRC Press
- [IEC 05] - IEC/ISO/IEEE 8005-1 Ed.1 : Utility Connections in Port – Part 1 : High Voltage Shore Connection (HVSC) Systems
- [IEC 60] – IEC 60076-1 – « Transformateur de puissance – Partie 1 : Généralités »
- [ION 13] – M.Ion, M.Megdiche, D.Radu, S.Bacha, D. Hadbi, « Increasing the Short-circuit Current in a Shore Connection System », IEEE Grenoble PowerTech, 16-20 June 2013
- [ION 14] – M.Ion, M.Megdiche, D.Radu, S.Bacha, « Transient Analyses of a Shore-to-Ship Connection System », International Conference on Power Systems Transients (IPST 2013), Vancouver, Canada, 18-20 July 2013

- [JEC 11] – C. Jecu, « Système de protections novateur et distribué pour les réseaux Moyenne Rension du futur », Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, Septembre, 2011
- [JPT 07] – M. Heathcote, « J&P Transformer Book », 13th Edition, 19 Sep 2007
- [LIU 11] – T. Liu, « Manœuvre contrôlée des transformateurs de puissance avec flux rémanent », Ecole Doctorale STITS, Supélec, juillet 2011
- [KAR 09] - Arif Karakas, Fangxing Li (Senior Member,IEEE), Sarina Adhikari (Satudent Mamber,IEEE), « Aggregation of multiple induction motors using Matlab-based software package », Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE '09. IEEE/PES
- [KAT 00] - T. Kataoka, H. Uchida, S. Nishhta, T. Kai and T. Fuaabashi, « A method for aggregation of a group of induction motor loads », POWERCON 2000, Perth, Australia, pp. 1683-1688
- [KUN 09] - A.Kunakorn, T.Banyatnopparat, « Representation of a group of three-phase induction motors using per unit aggregation model”, International Conference on Power Systems Transients (IPST2009) in Kyoto, Japan June 3-6, 2009
- [LOP 06] – J.V. Lopez, J.C.C. Rodriguez, S.M. Fernandez, S.M. Garcia, « Analysis of fast onload multtap-changing clamped-hard-switching AC stabilizers », Power Delivery, IEEE Transactions, Volume 21, Issue 2, April 2006
- [LOU 06] - Kwok-Wai Louie, « A new way to represent the aggregate effects of induction motors at a same bus in a power system », International Journal of Applied Science and Engineering Int. J. Appl. Sci. Eng 01/2006; 4(1):91-102
- [MAR 01] – K. Marquart, T. Haasdijk, G. Ferrari, R. Schmidhalter, « Branchement électrique des navires à quai », revue ABB
- [MEG 13] – M. Megdiche, D. Radu, R. Jeannot, « Protection plan and safety issues in the shore connection applications », Electricity Distribution (CIRED 2013), 22nd International Conference and Exhibition on, 10-13 June 2013
- [MEK 02] K. MEKKI, “Mesures synchronisées par GPS pour une meilleure stabilité des réseaux”, thèse de doctorat de l’Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002

- [MOR 09] – M. Moreau, « Modélisation haute fréquence des convertisseurs d'énergie. Application à l'étude des émissions conduites vers le réseau », Ecole Centrale de Lille, Lille, Décembre 2009
- [MOT 00] – MarelliMotori - Tecnica Industriale S.r.l., « Marine Motors Three-Phases Squirrel Cage Induction Motors »
- [NOR 10] – E.T. Norris, « Mechanical strength of power transformers in service », Proceedings of the IEEE – Part A: Power Engineering (Volume 104, Issue 16), 22 janvier 2010
- [OCN 08] – D. Ocnasu, « Modélisation, Commande et Simulation Temps-Réel Hybride des Systèmes de Génération Non Conventionnels », Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, octobre 2008
- [OCN 09] – D. Ocnasu, C. Gombert, S. Bacha, D. Roye, F. Blache, S. Mekhtoub, « Real Time Hybrid facility for the study of distributed generation systems », Revue Des Energies Renouvelables, ES ISSN 1112-2342, Vol 11, N°3, septembre 2008, pp 329-341
- [OCN 10] – D. Ocnasu, S. Bacha, I. Munteanu, C. Dufour, D. Roye, « Real-Time Power-Hardware-In-The-Loop facility for shunt and serial power electronics benchmarking in Power Electronics and Applications », EPE'09, 13<sup>th</sup> European Conference, pp 1-7, 2009
- [OVA 14] – A. Ovalle, G. Ramos, S. Bacha, A. Hably, A. Rumeau, « Decentralized Control of Voltage Source Converters in Microgrids based on the Application of Instantaneous Power Theory », IEEE Transaction on Industrial Electronics (Volume 62, Issue 2), Page(s): 1152-1162, juillet 2014
- [PEL 07] E. LE PELLETER, « Outil d'Electronique de Puissance pour le maillage / bouclage des réseaux de distribution : application au contrôle des flux de puissance et la limitation des courants de court-circuit », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007
- [PET 07] -Kevin L. Peterson, Mohammed Islam, Peniamin Chavdarian, Christopher Cayanan, « State of Shore Power Standards For Ships », Copyright Material IEEE Paper No. PCIC-2007-23
- [PET 96] – P. Petitclair, S. Bacha, J. P. Rognon. « Averaged modelling and nonlinear control of an ASVC (Advanced Static VAR Compensator) », Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record., 27th Annual IEEE. Vol. 1. IEEE, 1996

- [PET 97] – P. Petitclair, « Modélisation et Commande de structures FACTS : Application au STATCOM », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, juillet 1997
- [PET 98] – P. Petitclair, Y. Besanger, S. Bacha, N. Hadjsaid, « FACTS Modelling and Control : Application to the insertion of a Statcom on Power system », IEEE Industrial Applications Society, Nouvelle Orleans, Louisianne, Oct. 1997, IAS'97 Proc. Pp 2213-2217
- [PIL 97] - P.Pillay, S.M.A. Sabur, M.M. Haq, « A model for induction motor aggregation for power system studies », *Electric Power Systems Research*, 42 (1997)
- [RAD 13] –D. Radu, R. Jeannot, M.Megdiche, J.P. Sorrel, « Shore Connection Applications – Main challengers », juillet 2013
- [RAM 12] – B.A. Ramzi, « Eco-conception d'une chaine de traction ferroviaire », Thèse doctorat de l'Ecole centrale de Lille, 25 juin 2012
- [RAP 13] - Rapport Armateurs de France, «Transport maritime et innovations environnementales : les nouvelles technologies au service d'un transport maritime éco-responsable », 30 janvier 2013
- [RIZ 11] – C. Rizet, « Amélioration du rendement des alimentations sans interruption », Thèse de doctorat du Grenoble INP, Grenoble, mai 2011
- [RIO 98] – M.A. Rios, « Modélisation pour Analyses Dynamiques des Réseaux Electriques avec Compensateurs de Puissance Réactive – SVC », Thèse de doctorat du Grenoble INP et de l'Universidad de Los Andes de Bogota, septembre 1998
- [ROG 10] – D.J. Rogers, T.C. Green, « Zero-current zero-voltage switching for on-load tap changers », *Power Electronics, Machines and Drives (PEMS 2010)*, 5<sup>th</sup> IET International Conference on, 19-21 April 2010
- [ROG 11] – D.J. Rogers, T.C. Green, « An active-shunt diverter for on-load tap changers », *IEEE Transactions on power delivery*, vol.28, No.2, April 2013
- [SUJ 14] – Sujitkumarsingh, Sumankumar, SitaramGiri, « A review of voltage control technique of grid connected distributed generation », *International Conference on Engineering Technology and Science (ICETS'14)*, February 2014
- [TUA 13] – TQ. Tuan, S. Bacha, « Photovoltaic Systems Connected to the Network », Chapter of *Electrical Distribution Networks*, Edited by Jean-Claude Sabonnadiere, Nouredine Hadjsaid, 01/2013 : chapter 6 ; John Wiley & Sons

- [VEC 05] – I. Vechiu, « Modélisation et analyse de l'intégration des énergies renouvelables dans un réseau autonome », Thèse de doctorat de l'Université du Havre, décembre 2005
- [VEC 11] – I. Vechiu, A. Llaria, O. Curea, H. Camblong, « Control of power converters for microgrids », COMPEL International Journal of Computations and Mathematics in Electrical 01/2011; 30 (1)
- [YAN 11] - X. Yangl, G. Bail, R. Schmidhalter, « Shore to Ship Converter System for Energy Saving and Emission Reduction » 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia May 30-June 3, 2011, The Shilla Jeju, Korea.
- [WEB 01] – [En ligne] <http://www.europarl.europa.eu/>
- [WEB 02]- [En ligne] <http://www.worldstandards.eu/electricite.htm>
- [WEB 03] – [En ligne] <http://earthandindustry.com/>
- [WEB 04] – [En ligne] [http://www.cargos-paquebots.net/Types\\_de\\_navires/Types-de-navires.htm](http://www.cargos-paquebots.net/Types_de_navires/Types-de-navires.htm)
- [WEB 05] – [En ligne] <http://www.schneider-electric.com/products/fr/fr/61800-efficacite-energetique/61850-compensation-denergie-reactive/61501-varset-lv/?BUSINESS=4>

## *Annexes*





## A.I Les grandes familles de navires [WEB 04]

### a) Les navires de la marine marchande:

▪ **les navires de charges:** sont les navires transportant des marchandises, qui regroupent selon la nature de leur cargaison sèche ou liquide, en vrac ou conteneurisée, à température ambiante ou inférieure.

Dans la catégorie du navire de charge « secs », on peut retrouver **les porte-conteneurs** ou PCs (container ships ou container carriers). Ils sont des navires spécialisés dans le transport des conteneurs. Ces navires sont puissamment motorisés, 88 MW pour les plus gros actuellement (2010), avec une vitesse élevée, autour de 23-28 nds. Les porte-conteneurs ont une bonne régularité dans les portes, mais ils n'accostent pas toujours au même quai. La puissance demandée à quai peut monter jusqu'à 15 MW, en fonction du type des installations présentes au bord. Exemples des conteneurs adaptés à des marchandises: les conteneurs secs (dry containers), les conteneurs-citernes (tank container), les conteneurs isothermes (insulated containers ou temperature controlled containers), les conteneurs réfrigérés (reefer containers ou reefers), les conteneurs ventilés (ventilated containers), les conteneurs à toit ouvrant dits « plein-ciel » (open top containers), les conteneurs plateformes (flat-rack containers), les conteneurs complets (full container load ou FCL), etc.



Figure A.I.1: Porte-conteneur

Tableau A.I.1: Exemple de charges importantes d'un porte-conteneur

Fonction	Equipements	Niveau de tension
Circulation eau refroidissement	Pompes eau	BT
Chambres froides	Compresseurs frigorifique	BT
Climatisation	Compresseurs et ventilateurs	BT
Eclairage	Néons et lampes	BT
Chauffage locaux et eau sanitaire	Résistances	BT
Transfert ballast	Pompes ballast	BT
Amarrage, Ancre	Treuil	BT

Levage cargaison	Grues	BT
Navigation, Sécurité, radar, radio	Matériels électroniques	BT
Alimentation containers réfrigérés	Compresseurs frigorifique	MT
	Total puissance : 12 500 kW	

**Les cargos de divers** (general cargo ships) sont des navires polyvalents pouvant transporter pratiquement n'importe quelle marchandise sèche : des véhicules, des bois, des conteneurs, des grumes etc.

**Les vraquiers** (bulk carriers ou bulkers) transportent tous des « vrac secs » contenus dans de grandes cales.

**Les rouliers** (Roll on – Roll off ou Ro-Ro) transportent des charges généralement lourdes et encombrantes.

Dans la catégorie du navire de charge « liquides », on trouve les pétroliers et transports de produits, les chimiquiers, les transports de produits alimentaires liquides et les gaziers.

**Les pétroliers** (oil tankers ou tankers) sont des navires citernes qui transportent du pétrole non raffiné. Le chargement/déchargement se fait au moyen de turbo-pompes, donc les charges principales lors de stationnement à quai sont les pompes.

**Les chimiquiers** (chemical tankers) sont des navires complexes à gérer car leur chargement est toujours très varié et potentiellement dangereux.

**Les navires-citernes** transportant des produits alimentaires liquides sont dédiés au transport d'un unique produit, comme le vin (le pinardier), le jus d'orange (frozen concentrated orange juice carrier ou FCOJC).

**Les transports de gaz ou gaziers** (gas carriers) sont des navires de haute technicité comprennent les méthaniers ou GNL (LNG en anglais) transportant du gaz naturel liquéfié et les GPL (LPG).

Les navires des charges consomment de fortes puissances à quai au déchargement pour les pompes de cargaison.

Tableau A.I.2: Exemple de puissances des navires de charges

Type de navire	Puissance demandé à quai	Niveau de tension
Pétrolier (Oil Tanker)	8 800 kW	MT + BT
Vraquier (Bulk Carrier)	1 900 kW	BT
Chimiquier (Chemical Carrier)	3 100 kW	MT + BT
Porte-conteneur (Container Ship)	12 500 kW	MT + BT
Gazier (LNG-LPG)	10 100 kW	MT + BT

Roulier (Ro-Ro)	1 500 kW	BT
-----------------	----------	----

▪ **les navires à passagères** comprennent trois grands types de navires: les navires de croisières (cruising ships), les transbordeurs ou car-ferries ou ferries (ferry-boats) et les vedettes type vedettes inter-îles.

**Les navires de croisières** ou paquebots de croisières transportent plusieurs milliers de passagers à travers toutes les mers du monde. Ils sont généralement de grands navires (de l'ordre de 200 à 300m, et même 345m pour le Queen Mary 2). La consommation électrique à quai d'un navire de croisière peut attendre une puissance très élevée (jusqu'à 15 MW). Les durées d'escales à quai sont souvent courtes et ils accostent toujours au même quai.



Figure A.I.2: Navire de croisière

**Les paquebots de ligne** (passager liner) est un navire destiné au transport des voyageurs sur les lignes maritimes régulières.

**Les transbordeurs ou car-ferries** sont des navires destinés au transport des passagers et des véhicules sur des lignes souvent assez courtes et selon des horaires réguliers.



Figure A.I.3: Car-Ferry

Tableau A.I.3: Exemple de charges importantes d'un navire de croisière

Fonction	Equipements	Niveau de tension
Circulation eau refroidissement	Pompes eau	BT
Chambres froides	Compresseurs frigorifique	BT
Climatisation	Compresseurs et ventilateurs	MT et BT
Eclairage	Néons et lampes	BT

Chauffage locaux et eau sanitaire	Résistances	BT
Transfert ballast (eau de mer)	Pompes ballast	BT
Amarrage, Ancre	Treuil	BT
Levage cargaison	Grues	BT
Navigation, Sécurité, radar, radio	Matériels électroniques	BT
	Total puissance : 10 000 kW	

Tableau A.I.4: Exemple de puissances des navires de passagers

Type de navire	Puissance demandé à quai	Niveau de tension
Navire de croisière (Cruise Ship)	10 000 kW	MT + BT
Ferry	2 300 kW	BT

b) Les navires spécialisés:

**Les câbliers** (cable-layers) sont conçus pour la pose et l'entretien des câbles sous-marins de haute technologie.

**Les navires océanographiques** sont conçus pour l'étude de la mer et des fonds marins étant de véritables laboratoires flottants.



Figure A.I.4: Navire océanographique

**Les navires sismiques** sont utilisés pour fournir à l'industrie pétrolière des données précises sur les structures géologiques sous-marines.

Les navires spécialisés sont des navires à moyen ou petite puissance.

## A.II Installation du navire de croisière

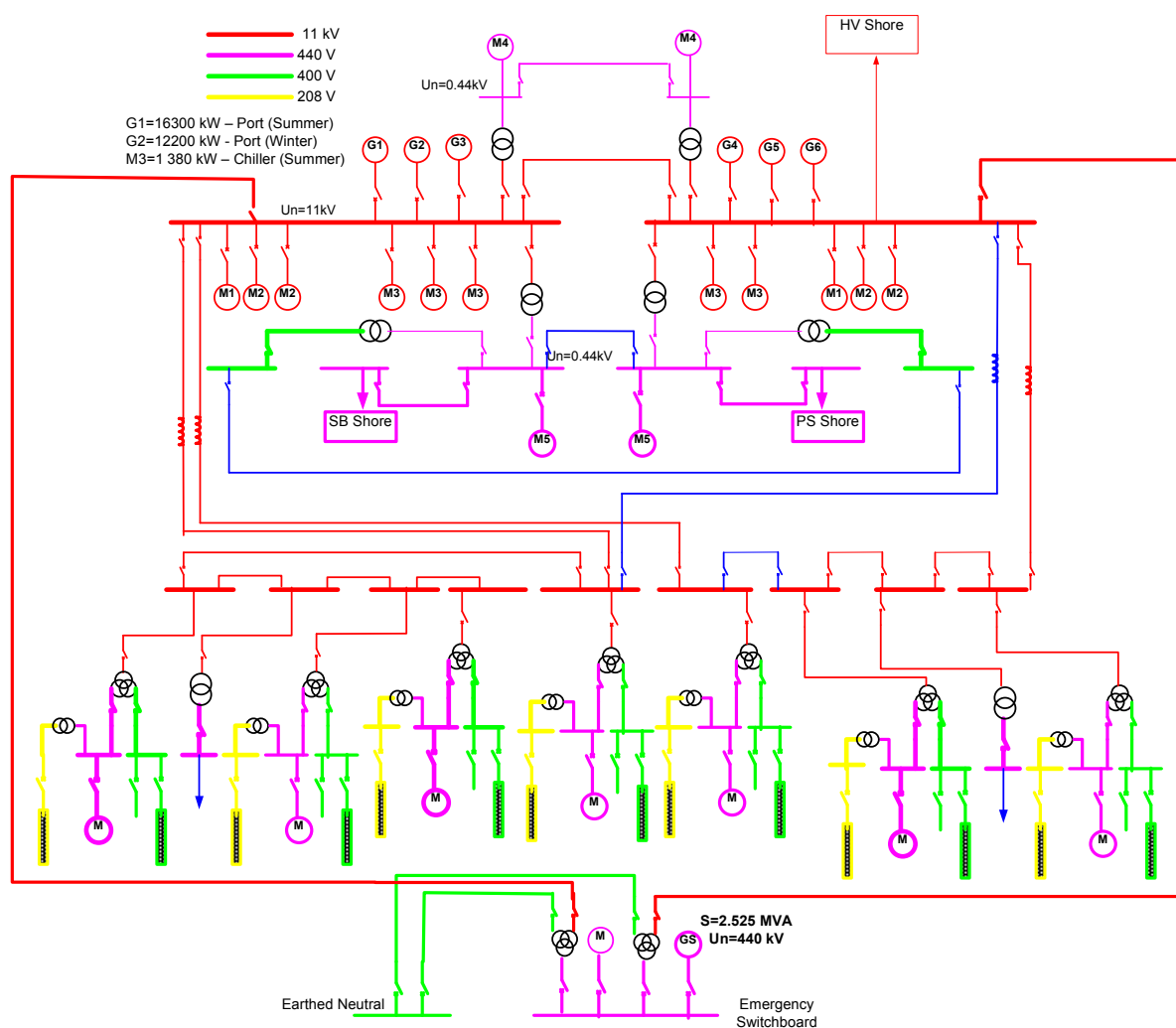


Figure A.II.1: Exemple du schéma unifilaire d'un navire de croisière

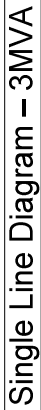
[illegible]

Figure A.III: Exemple du schéma unifilaire d'un navire de type Ferry

#### A.IV Méthode d'agrégation des moteurs asynchrones

a) L'essai à vide du moteur asynchrone consiste en déterminer les paramètres du stator, appliquant la tension d'équilibre aux bornes de moteurs à la fréquence nominal, sans avoir couplé le rotor à une charge. Le courant, la tension et la puissance sont mesurées aux bornes de stator. Si on considère que le rotor n'est pas connecté avec une charge, le glissement  $s$  du moteur est très faible, donc la valeur de la résistance  $R_R$  que dépende de ce glissement est très élevée.

$$s_1 = s_2 = \dots = s_n = s_{agg} \cong 0 \rightarrow \frac{R_R}{s} \cong \infty \quad (\text{A.IV.1})$$

Dans ce cas, le courant à vide est négligeable. Le schéma du circuit équivalent devient:

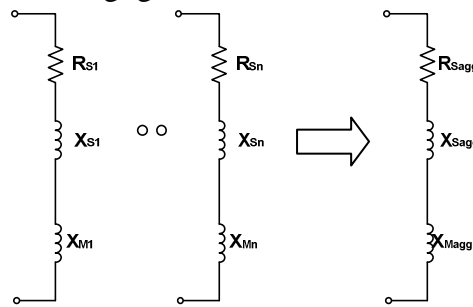


Figure A.IV.1: Schéma électrique pour le test à vide

L'impédance électrique d'un moteur pour le test à vide a l'équation suivante:

$$Z_{AV_i} = R_{S_i} + j \cdot (X_{S_i} + X_{M_i}), \text{ avec } i = 1, 2, \dots, N \quad (\text{A.IV.2})$$

Comme nous avons considéré les  $N$  moteurs en parallèle, l'impédance équivalente d'ensemble d'impédances en parallèle, considéré l'impédance agrégée, est égale à l'inverse de la somme de leurs inverses.

$$Z_{AV_{eq}} = Z_{agg} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{Z_{AV_i}}} \quad (\text{A.IV.3})$$

Selon l'équation de l'impédance électrique, nous avons l'impédance du modèle agrégé dans le test à vide du moteur:

$$Z_{AV_{agg}} = R_{S_{agg}} + j \cdot (X_{S_{agg}} + X_{M_{agg}}) \quad (\text{A.IV.4})$$

Dans cette équation, on trouve la valeur de résistance du modèle agrégé étant la partie réelle de l'impédance et la somme de deux réactances comme la partie imaginaire :

$$R_{S_{agg}} = \text{real}\{Z_{AV_{agg}}\} \quad (\text{A.II.16}) \quad \text{et} \quad (X_{S_{agg}} + X_{M_{agg}}) = \text{imag}\{Z_{AV_{agg}}\} \quad (\text{A.IV.5})$$

Après ce calcul, nous avons la valeur de la résistance statorique du modèle agrégé,  $R_{S_{agg}}$ .

b) Pour l'essai en court-circuit du moteur asynchrone, le rotor est bloqué pour prévenir la rotation. La tension équilibrée est appliquée aux terminales de stator avec une fréquence de 25% dans la fréquence nominale du réseau. Le courant, la tension et la puissance sont



mesurées à l'entrée du moteur. Dans ce cas, quand le rotor est bloqué, le glissement est un, donc la résistance de rotor ne varie pas.

$$s_1 = s_2 = \dots = s_n = s_{agg} \cong 1 \rightarrow \frac{R_R}{s} = R_R \quad (A.IV.6)$$

Le schéma équivalent du moteur devient:

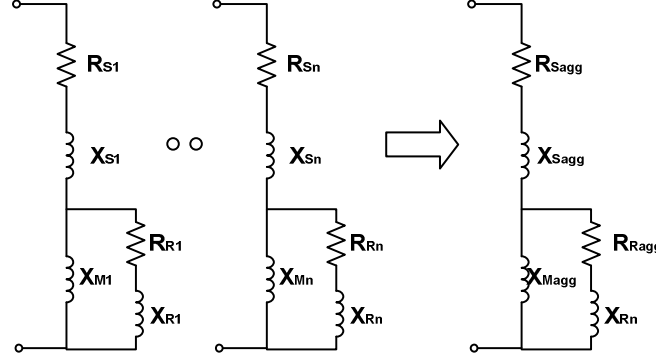


Figure A.IV.2: Le schéma électrique pour le test en court-circuit

L'impédance électrique d'un moteur pour le test en court-circuit a l'équation suivante:  $Z_{CC_i} = R_{S_i} + j \cdot (X_{S_i} + X_{M_i})$ , avec  $i = 1, 2, \dots, N$  (A.IV.7)

On applique le même calcul pour les moteurs en parallèle et on trouve la valeur d'impédance

$$\text{agregé pour le moteur en court-circuit : } Z_{CC_{eq}} = Z_{agg} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{Z_{CC_i}}} \quad (A.IV.8)$$

L'impédance du modèle agrégé pour le test en court-circuit est donnée par l'équation:

$$Z_{CC_{agg}} = R_{S_{agg}} + R_{R_{agg}} + j \cdot (X_{S_{agg}} + X_{R_{agg}}) \quad (A.IV.9)$$

Dans cette équation, on trouve que :  $R_{S_{agg}} + R_{R_{agg}} = \text{real}\{Z_{CC_{agg}}\}$  (A.IV.10), d'où on calcule la valeur de la résistance rotorique du modèle agrégé :  $(X_{S_{agg}} + X_{R_{agg}}) = \text{imag}\{Z_{CC_{agg}}\}$  (A.IV.11).

Pour déterminer les valeurs de réactances du modèle agrégé, nous avons appelé aux équations empiriques pour les différentes classes de moteurs. Ensuite, on donne quatre exemples de classes de moteurs et les valeurs des réactances :

Moteur	Réactance Distribution	
Moteur à cage Classe A	$X_S = 0.5 X_{CC}$	$X_R = 0.5 X_{CC}$
Moteur à cage Classe B	$X_S = 0.4 X_{CC}$	$X_R = 0.6 X_{CC}$
Moteur à cage Classe C	$X_S = 0.3 X_{CC}$	$X_R = 0.7 X_{CC}$
Moteur à cage Classe D	$X_S = 0.5 X_{CC}$	$X_R = 0.5 X_{CC}$
Moteur à bague	$X_S = 0.5 X_{CC}$	$X_R = 0.5 X_{CC}$

On prend le rapport  $\frac{X_S}{X_R} = x$ , la valeur  $x$  étant fonction de la classe de moteur.

Donc, les équations des réactances statorique et rotorique deviennent:

$$X_{S_{agg}} = \frac{x}{x+1} \cdot \text{imag}\{Z_{CC_{agg}}\} \quad (\text{A.IV.12})$$

$$X_{R_{agg}} = \frac{1}{x+1} \cdot \text{imag}\{Z_{CC_{agg}}\} \quad (\text{A.IV.13})$$

En ce qui concerne le calcul de la réactance de magnétisation, elle est donnée par l'équation suivante:

$$X_{M_{agg}} = \text{imag}\{Z_{AV_{agg}}\} - \frac{x}{x+1} \cdot \text{imag}\{Z_{CC_{agg}}\} \quad (\text{A.IV.14})$$

## A.V Validation de la méthode d'agrégation proposée

Trois systèmes différents sont proposés:

- Le premier système a trois moteurs asynchrones de puissances électriques égales (60 kW) avec le même nombre de paire de pôles (2 paires de pôles).
- Le deuxième système a trois moteurs asynchrones de puissances électriques différentes (6.2 kW, 60 kW et 105 kW) avec le même nombre de paire de pôles.
- Le troisième système contient trois moteurs asynchrones de puissances électriques différentes (6.6kW, 60kW et 108 kW), avec trois types d'architecture (1 paire de pôles, 2 paires de pôles et 3 paires de pôles).

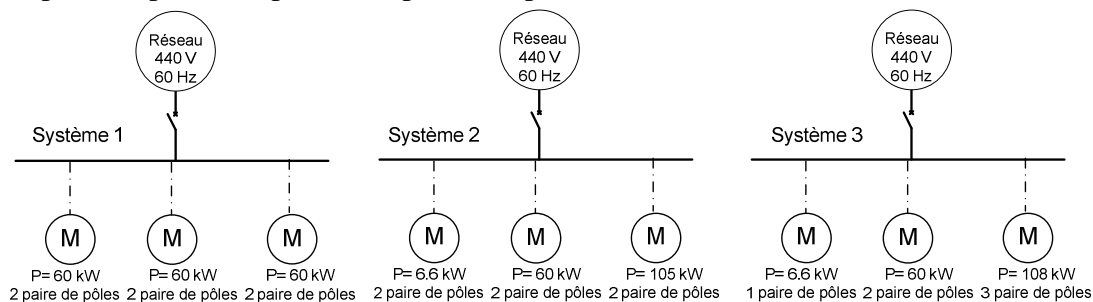


Figure A.V.1: Les sous-systèmes étudiés

Les paramètres des moteurs utilisés sont les suivantes:

	[Unité de Mesure]					
Puissance	kW	6.6	6.6	60	105	108
Tension	V	440	440	440	440	440
Fréquence	Hz	60	60	60	60	60
Vitesse	RPM/min	1 750	3 540	1 775	1 780	1 182
Efficacité	%	85.3	86.1	93.7	94.5	93.5
Courant nominal	A	12.5	12.1	95	165	176
Couple nominal	Nm	36	18	321	562	873
Cos $\phi$	-	0.81	0.83	0.88	0.88	0.86
Courant démarrage/In	-	7.1	7.2	6.4	7.1	6
Couple démarrage/Cn	-	2.4	2.7	2.1	2.3	2.4
Couple max/Cn	-	3.2	3.5	2.4	2.1	2.4
Inertie	Kgm <sup>2</sup>	0.028	0.011	0.52	1.06	2.6
Paires de pôles	-	2	1	2	2	3

Tableau A.V.1: Dates techniques [MOT 00]

Les données électriques de la machine à induction sont obtenues avec le programme WindsynATP Draw qui est intégré en ATPDraw. La boîte de dialogue d'entrée de l'élément Windsyn est illustrée dans la figure suivante:

Figure A.V.2: Boîte de dialogue Windsyn

Le programme Windsyn ATPDraw fournit 2 fichiers, un fichier .pch et un autre .wis qui contiennent les données du constructeur et les données nécessaires pour le modèle du moteur d'ATP.

	Unité de mesure	6.6 kW Pp = 2	6.6 kW Pp = 1	60 kW Pp = 2	105 kW Pp = 2	108 kW Pp = 3
Glissement	%	4.3	1.3	5.15	4.55	1.9
Amortissement	Ohm	163.82	661.74	19.27	11.05	4.8
Inductance de magnétisation	Lm[H]	0.09269	0.091427	0.016617	0.009494	0.008422
Résistance du stator	Rs [ohm]	1.506887	2.173433	0.119449	0.058346	0.065666
Résistance du rotor	Rr [ohm]	1.114851	0.307659	0.149599	0.076582	0.029688
Inductance du stator	Ls [H]	0.003407	0.003427	0.000654	0.000354	0.000425
Inductance du rotor	Lr [H]	0.003407	0.003427	0.000654	0.000354	0.000425

Tableau A.V.2: Les données du moteur d'ATP

Le moteur choisi pour ce système est un modèle UM3 (sous-système M dans la figure A.V.3). La partie mécanique couplée à la machine est représentée par un circuit équivalent électrique dans l'algorithme des UM (Universal Machine) parce que le logiciel ATP peut calculer uniquement de circuits électriques, donc il faut représenter la partie mécanique du moteur comme un circuit électrique équivalent.

$$\text{Equation mécanique : } T_g = J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_m \quad (\text{A.V.1})$$

$$\text{Equation électrique : } I_g = C \cdot \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R} + I_m \quad (\text{A.V.2})$$

Où,  $T_g$  – couple moteur [Nm],  $J$  – inertie [kgm<sup>2</sup> ou Nms<sup>2</sup>/rad],  $\omega$  – vitesse [rad/s],  $D$  - le facteur d'amortissement [Nms/rad],  $T_m$  – coefficient de torsion [Nm/rad]

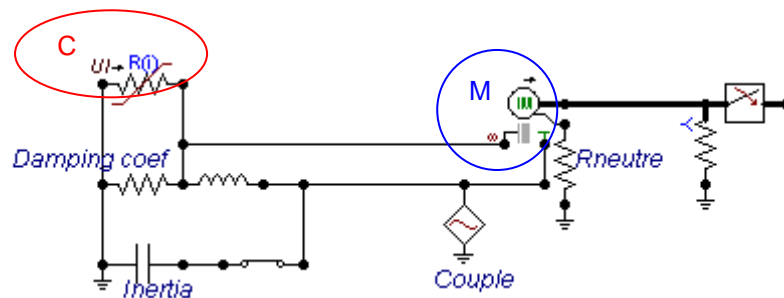


Figure A.V.3: Représentation électrique de la partie mécanique

Le modèle qui est présenté a besoin d'un profil de charge, pour visualiser le comportement de la machine. La plus simple représentation pour avoir un modèle proche de réalité, est d'imaginer un profil de charge élémentaire, représentant par une résistance variable (figure A.V.4 en rouge -C). Les variables sont le courant (donc le couple) et la tension (donc la vitesse) (figure A.V.6).

En plus, pour simplifier encore la modélisation de la charge, nous considérons que l'inertie totale du moteur plus l'inertie de la charge est égale avec l'inertie du moteur fois dix.

$$J_{\text{totale}} = J_M + J_{\text{charge}} = J_M + 9 \cdot J_M = 10 \cdot J_M \quad (\text{A.V.3})$$

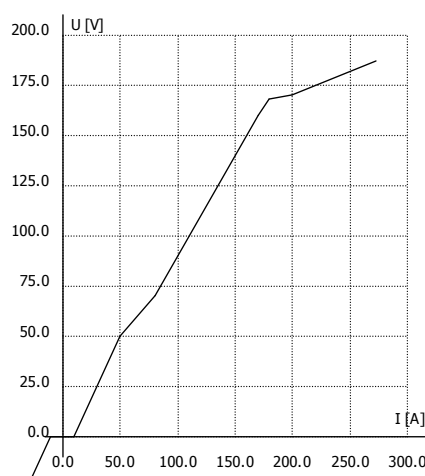


Figure A.V.4: Vitesse = f(Couple) ou Tension = f(Courant)

Les paramètres mécaniques (couple, vitesse) sont présentés dans la figure A.V.5 :

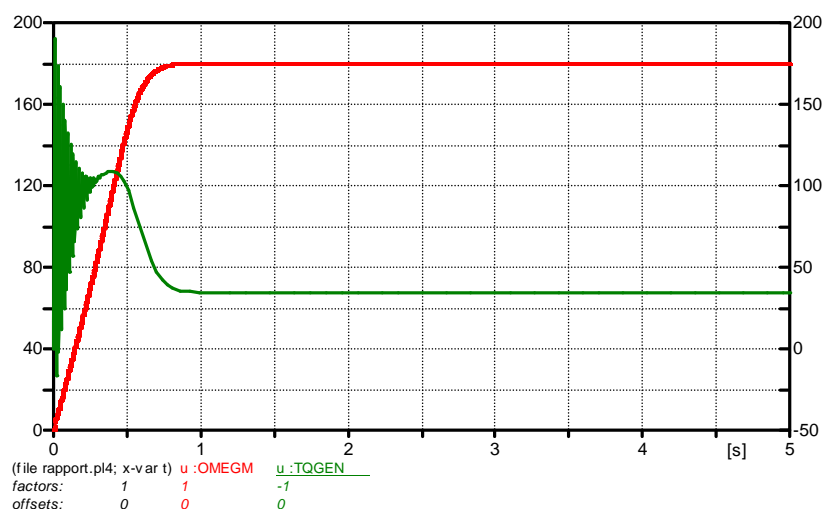


Figure A.V.5: Le couple du moteur [Nm] et Vitesse du moteur [rad/s]

Avec les paramètres du schéma électrique équivalent du chaque moteur ainsi obtenus, la méthode d'agrégation peut être mise en place. Les formules utilisés par la méthode d'agrégation sont écrites dans un fichier Matlab .m. Dans ces conditions, les résultats de la méthode d'agrégation sont les suivantes:

Paramètre	M_S1	M_S2	M_S3
Puissance nominale	180 kW	171.6 kW	174.6 kW
Couple agrégé	963 Nm	919 Nm	1 212 Nm
Courant	246 A	262.5 A	273.1 A
Fréquence	60 Hz	60 Hz	60 Hz
Tension	440 V	440 V	440 V
Inertie	1.56 kgm <sup>2</sup>	1.6 kgm <sup>2</sup>	3.87 kgm <sup>2</sup>
Vitesse du rotor	185.87 rad/s	185.18 rad/s	125.66 rad/s
Résistance du stator	0.0398 Ohm	0.0403 Ohm	0.0646 Ohm
Inductance du stator	2.18 <sup>e</sup> -4 H	2.1685 <sup>e</sup> -4 H	2.4497 <sup>e</sup> -4 H
Résistance du rotor	0.0499 Ohm	0.0478 Ohm	0.0108 Ohm
Inductance du rotor	2.18 <sup>e</sup> -4 H	2.1685 <sup>e</sup> -4 H	2.4497 <sup>e</sup> -4 H
Inductance de magnétisation	0.0055 H	0.0057 H	0.0075 H

Tableau A.V.3: Les données des moteurs agrégés

### a) Vérification du Système 1:

Dans le but de vérifier la méthode proposée, nous avons réalisé le premier système, celui avec trois moteurs asynchrones de puissances électriques égales (60 kW) avec le même nombre de paire de pôles (2 paires de pôles). Le schéma triphasé du premier réseau est indiqué dans la Figure A.V.6:

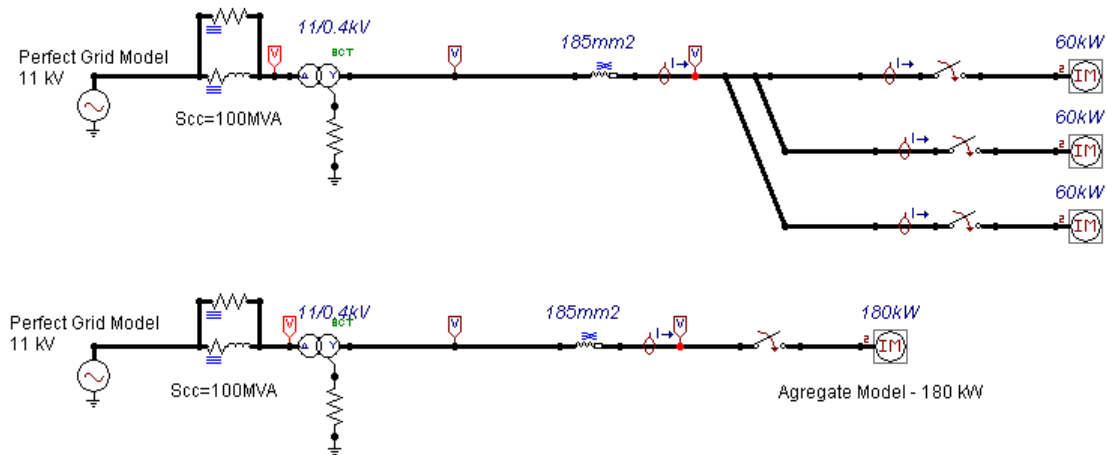


Figure A.V.6: Le système utilisé en test de validation de la méthode d'agrégation (Syst. 1)

Les conditions considérées pour ce test est le démarrage des moteurs dans l'instante  $t=0$  s de la simulation et après un fonctionnement normale, en régime établi. Le pas de temps utilisé est de 100 ms. Pour obtenir la représentation de la méthode d'agrégation, nous avons suivi les étapes présentés antérieurement. Le réseau des trois moteurs, avec une puissance de 60 kW qui sont connectés par des câbles de 80 m longueur et 185 mm<sup>2</sup> diamètre, a été comparé avec le réseau simplifié de un moteur agrégé d'une puissance 3x60 kW.

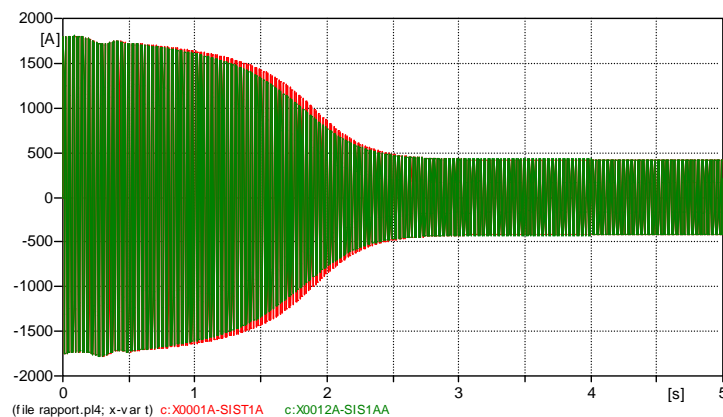


Figure A.V.7: Le courant de phase A : rouge – 3xMoteur; Vert – Moteur Agrégé

Le premier intervalle représente le démarrage des moteurs, quand le courant devient de 4 fois plus grande qu'en régime de fonctionnement normal. Après cet intervalle le courant revient à sa valeur nominale.

L'inertie de la charge couplée au moteur doit être annexée à l'inertie du moteur en résultant une inertie « totale ». La connaissance de cette inertie totale permet l'étude des régimes transitoires (démarrages et arrêts), mais n'intervient pas en régime établi. Nous ne connaissons pas le profil de la charge, donc on va estimer une valeur pour l'inertie totale du montage. En

principe, l'inertie totale utilisée dans le logiciel ATP est calculée multipliant par dix l'inertie du moteur.

Dans la figure suivante, nous montrons la différence existante en régime nominale entre les courants de ces deux systèmes : sans agrégation et avec agrégation.

L'erreur relative de cette mesure est :

$$\varepsilon[\%] = \frac{|\text{ValeurCourant\_système\_réel} - \text{ValeurCourant\_système\_agrégé}|}{\text{ValeurCourant\_système\_réel}} \cdot 100 \quad (\text{A.V.4})$$

$$\varepsilon[\%] = \frac{|424 - 420|}{424} \cdot 100 \cong 1\%$$

Comment la Figure A.V.8 le montre, il existe une différence de 4 A entre ces deux courants, donc 1%. Ainsi qu'on peut préciser que la méthode d'agrégation est bien choisie et la différence obtenue entre les deux courants est acceptable.

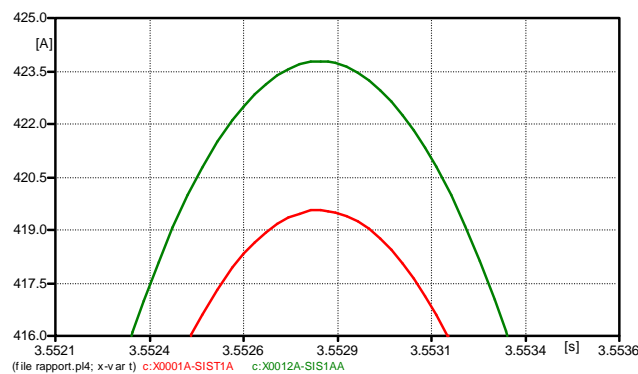


Figure A.V.8: Courant de la phase A: rouge – 3xMoteur; Vert – Moteur Agrégé

Dans les figures suivantes, la puissance active instantanée du chaque réseau est présentée :

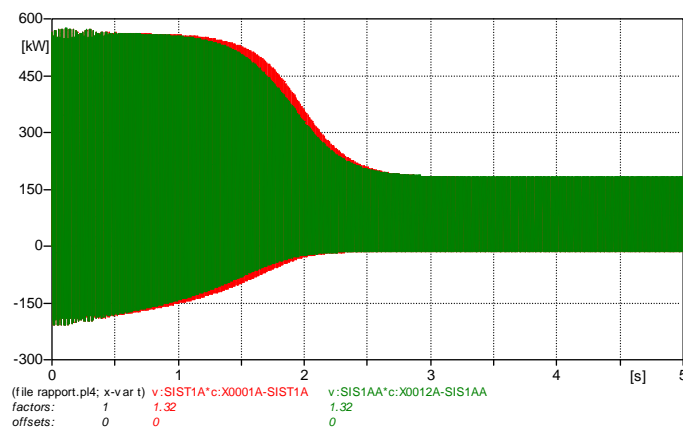


Figure A.V.9: Puissance active: Rouge – 3xMoteurs; Vert – Moteur Agrégé



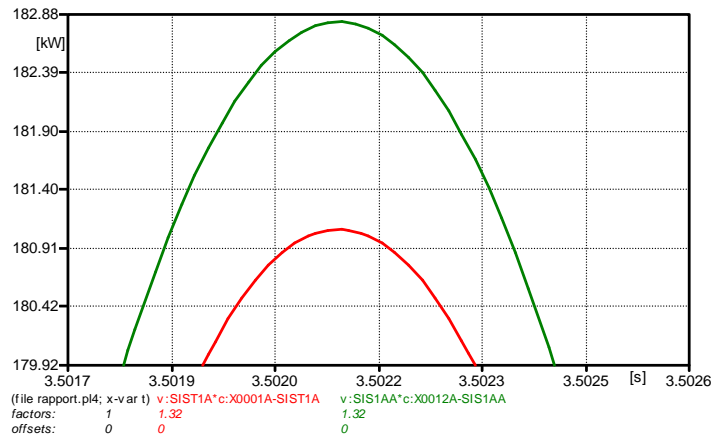


Figure A.V.10: Puissance active: Rouge – 3xMoteurs; Vert – Moteur Agrégé (Zoom)

La formule de calcul de la puissance active pour les moteurs est:

$$P_n = \sqrt{3} \cdot U_{RMS\_L-L} \cdot I_{RMS\_L} \cdot \cos \varphi \cdot \eta \quad (A.V.5)$$

$$P_n = \sqrt{3} \cdot \frac{V_{crête\_L-N}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{crête}}{\sqrt{2}} \cdot 0.88 \cdot 0.937$$

$$P_n = \sqrt{3} \cdot \frac{351 \cdot \sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{419.23}{\sqrt{2}} \cdot 0.88 \cdot 0.937 = 182kW$$

Jusqu'à maintenant, nous avons démontré la validité de la théorie d'agrégation pour les moteurs de la même puissance. En suite, on veut passer à la modélisation d'un moteur agrégé formé de trois moteurs de puissance différente, donc le deuxième système.

### b) Vérification du Système 2:

Le réseau simulé est le suivant:

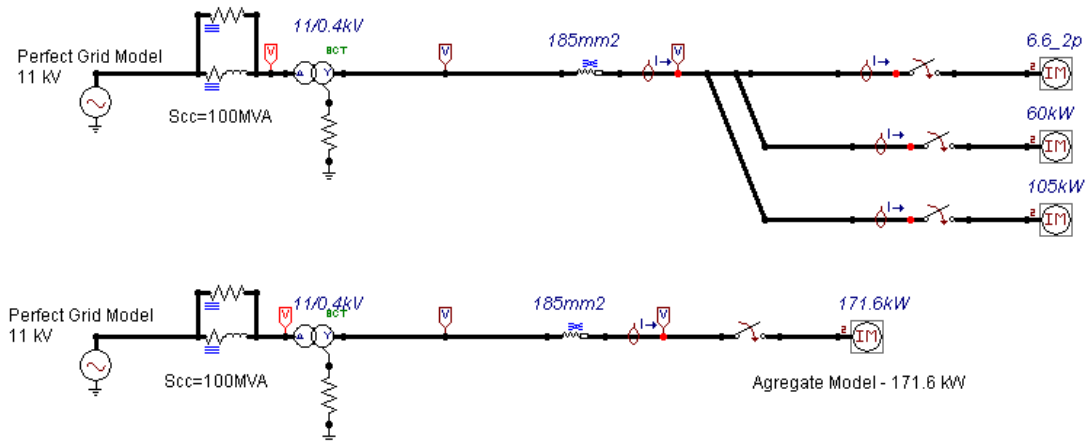


Figure A.V.11: Système de moteurs de puissances différentes (Système 2)

Les résultats des simulations sont présentés considérant le réseau avec le modèle agrégé du moteur asynchrone et d'autre côté le réseau avec les trois moteurs simples connectés au même bus. Ces deux réseaux sont comparés pour montrer les performances du modèle agrégé composé de moteur des puissances différentes, mais avec le même nombre de pôles.

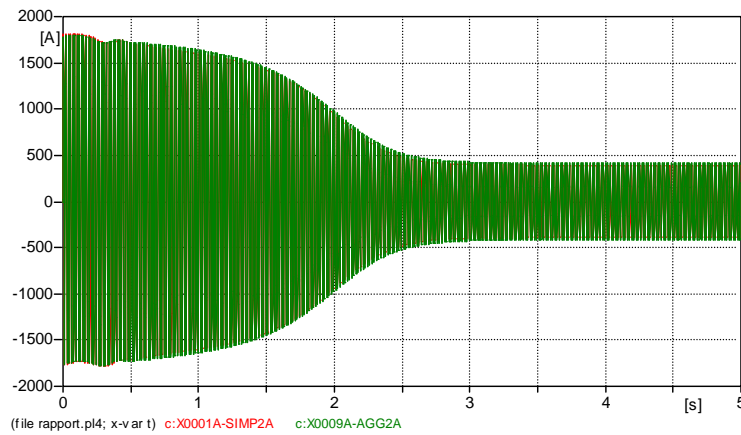


Figure A.V.12: Rouge: Courant phase A du système de trois moteurs  
Vert: Courant phase A du système du moteur agrégé

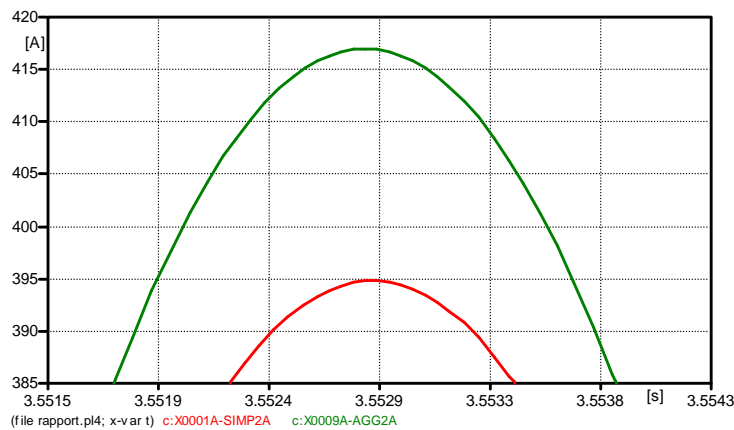


Figure A.V.13: Rouge: Courant phase A du système de trois moteurs  
Vert: Courant phase A du système du moteur agrégé (Zoom)

L'erreur relative de cette mesure est :

$$\varepsilon[\%] = \frac{|ValeurCourant\_système\_réel - ValeurCourant\_système\_agrégé|}{ValeurCourant\_système\_réel} \cdot 100 \quad (A.V.6)$$

$$\varepsilon[\%] = \frac{|416 - 395|}{395} \cdot 100 = 5.3\%$$

Les courbes des courants et des puissances montrent que les résultats, de la méthode d'agrégation appliquée, sont très proches du modèle exact considéré, de trois moteurs en parallèle. La validité des résultats est confirmée aussi par les erreurs relatives calculées qui sont petites. Ainsi que, l'agrégation de moteurs de puissance différentes mais avec le même nombre de pôles est faisable.

### c) Vérification du Système 3 :

Les systèmes électriques industriels sont des systèmes très complexes avec une grande diversité en ce qui concerne les modèles des équipements électriques. Les besoins et les particularités de chaque charge imposent utilisation d'une gamme large de machines. En se

basant sur l'hypothèse de la diversité des charges, nous avons construite le troisième système de moteurs de différentes puissances et de différents nombres de pôles.

La théorie de moteur asynchrone dit que le nombre de pôles influence la fréquence de rotation du champ statorique dans la machine électrique:  $n_s = \frac{60 \cdot f}{p}$  [tr/min] où «f» est la fréquence

d'alimentation et «p» représente le nombre de paires de pôles.

La méthode d'agrégation utilisé propose la formule suivante pour le calcul du moment d'inertie:

$$J_{\text{Agg\_Motor}} = \sum_{i=1}^n J_i \left( \frac{\omega_i}{\omega_{\text{Agg}}} \right)^2, \text{ donc l'inertie du moteur agrégé est influencé par le rapport entre la}$$

vitesse de synchronisme du chaque moteur ( $\omega_s = 2\pi \cdot \frac{f}{p}$ ) et la vitesse du moteur agrégé.

Dans le cas du premier et du deuxième système proposé antérieurement, les moteurs ont le même nombre de paire de pôles et le rapport de vitesses est égale à un, ainsi que le moment d'inertie agrégé est la somme des moments d'inertie des moteurs indépendantes. Le troisième système contient un moteur de 6.6 kW avec une paire de pôles, un moteur de 60 kW avec deux paires de pôles et le dernier moteur de 108 kW avec trois paires de pôles.

Le rapport entre les vitesses de synchronisme sera influencé par la vitesse du moteur agrégé. Cette vitesse dépende du type du moteur considéré, de son nombre de pôles. Pour calculer le nombre de pôles du moteur agrégé, dans la littérature de spécialité sont utilisés différentes hypothèses simplificatrices ou des approximations de calcul. L'une de ces hypothèses simplificatrice fréquemment utilisée est la classification des moteurs en fonction de nombre de paire de pôles, ainsi que le moteur agrégé aura le nombre de paire de pôles égale avec les autres moteurs du système. Une autre hypothèse consiste à choisir le nombre de paire de pôles du moteur agrégé égale avec le nombre de paire de pôles du plus puissance moteur du système considéré [LOU 06].

S'on applique la formule du moment d'inertie, sachant que la vitesse du moteur agrégé est égale avec la vitesse du moteur plus puissante du système, on obtient:

$$J_{\text{Agg\_Motor}} = \sum_{i=1}^n J_i \left( \frac{\omega_i}{\omega_{\text{Agg}}} \right)^2 \quad (\text{A.V.7})$$

$$J_{\text{Agg\_Motor}} = 0.011 \cdot \left( \frac{376.99}{125.6} \right)^2 + 0.52 \cdot \left( \frac{188.6}{125.6} \right)^2 + 2.6 \cdot \left( \frac{125.6}{125.6} \right)^2 ;$$

$$J_{\text{Agg\_Motor}} = 3.87 \text{ [kgm}^2\text{]}$$

$$J_{\text{Agg}} = J_{\text{Agg\_Motor}} + J_{\text{Charge}} = 10 \cdot J_{\text{Agg\_Motor}} = 38.7 \text{ [kgm}^2\text{]}$$

Le schéma du système 3 sous ATP:

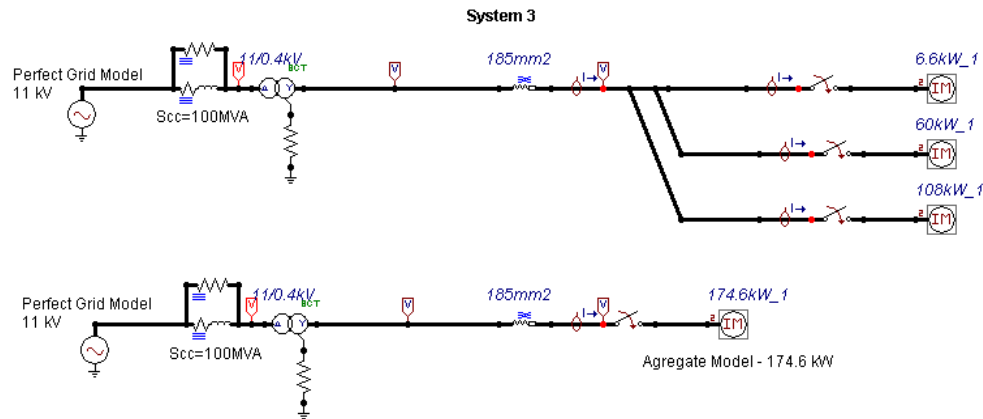


Figure A.V.14: Système de moteurs avec différentes nombres de paires de pôles (Syst. 3)

En suite, les trois moteurs sont comparés en régime de démarrage avec le comportement du moteur agrégé.

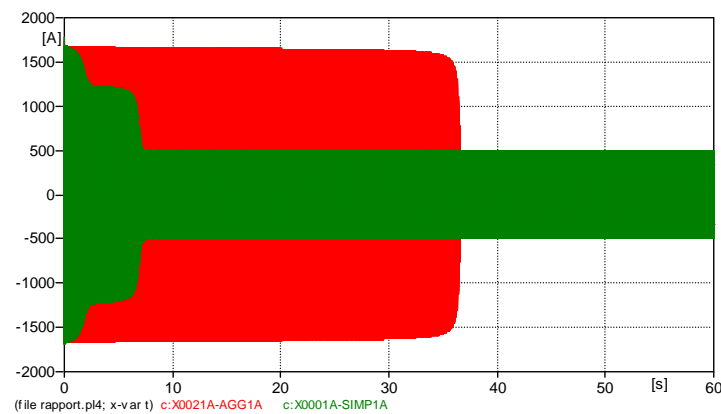


Figure A.V.15: Vert: Courant de la phase A du système de trois moteurs  
Rouge: Courant de la phase A du système du moteur agrégé

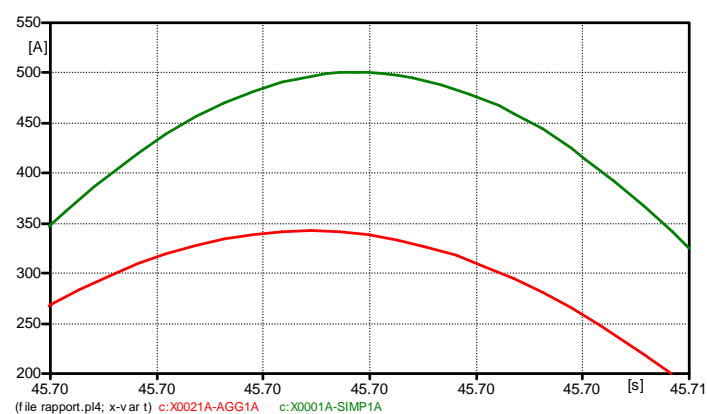


Figure A.V.16: La différence entre ces deux courants (Zoom)

L'erreur relative de cette mesure est :

$$\varepsilon[\%] = \frac{|\text{ValeurCourant\_système\_réel} - \text{ValeurCourant\_système\_agrégé}|}{\text{ValeurCourant\_système\_réel}} \cdot 100 \quad (\text{A.V.8})$$

$$\varepsilon[\%] = \frac{|500 - 342|}{342} \cdot 100 = 46\%$$

Analysant les figures au-dessus et l'erreur relative des courants, les conclusions concernant le troisième système sont les suivantes:

- la différence entre le temps de démarrage de l'ensemble de trois moteurs et le temps de démarrage du moteur agrégé est très grande;
- l'inertie du système 3 est égale avec le double d'inertie du système 2, même si la puissance de ces deux moteurs est approximative égale;
- l'erreur relative entre les courants du système de trois moteurs et du moteur agrégé est de 46%, une erreur inadmissible pour le moteur agrégé.

Les auteurs de l'article [KUN 09] proposent une formule de calcul pour arriver à un pseudo nombre de pôles en fonction de la puissance active et de la vitesse de synchronisme du chaque moteur du système:

$$p_{AGG} = \frac{120 \cdot f \cdot P_{AGG}}{\sum_{i=1}^N \omega_{s,i} \cdot P_i} \quad (\text{A.II.35}). \text{ Appliquent ce formule, on obtient:}$$

$$p_{AGG} = \frac{120 \cdot 60 \cdot 174.6 \cdot 10^3}{3540 \cdot 6.6 \cdot 10^3 + 1775 \cdot 60 \cdot 10^3 + 1182 \cdot 108 \cdot 10^3} = 4.88 \text{ (pôles)}$$

Donc on considère 2,44 paires de pôles.

La vitesse du moteur agrégé devient  $\omega_{AGG} = 2\pi \cdot \frac{f}{p} = 2\pi \cdot \frac{60}{2.44} = 154.5 \text{ [rad/s]}$  Cette vitesse de synchronisme sera introduite dans la formule de l'inertie :

$$J_{Agg\_Motor} = \sum_{i=1}^n J_i \left( \frac{\omega_i}{\omega_{Agg}} \right)^2 \quad (\text{A.V.9})$$

$$J_{Agg\_Motor} = 0.011 \cdot \left( \frac{376.99}{154.5} \right)^2 + 0.52 \cdot \left( \frac{188.6}{154.5} \right)^2 + 2.6 \cdot \left( \frac{125.6}{154.5} \right)^2 ;$$

$$J_{Agg\_Motor} = 2.56 \text{ [kgm}^2\text{]}$$

Pour notre cas, cette variante n'est pas utilisable parce que le logiciel ATP n'accepte pas un nombre avec décimales pour les paires de pôles. Donc il faut considérer que le 2.44 paires de pôles représente 2 paires de pôles ou 3 paires de pôles. S'on applique avec trois paires de pôles, les simulations donnent le même résultat comme dans l'étape précédente, avec une différence d'inertie ( $J_{Agg\_Motor} - \text{Cas1} = 3.87 \text{ kgm}^2$  et  $J_{Agg\_Motor} - \text{Cas2} = 2.56 \text{ kgm}^2$ ). S'on considéré que le moteur agrégé a deux paires de pôles, le moteur n'arrive pas à démarrer.

Alors la solution proposé de calculer un pseudo nombre de paire de pôle n'est pas faisable pour notre application.

**A.VI Paramètres électrique des moteurs utilisés pour l'étude de démarrage**

Moteur [kW]	257	500	1000
No.agg.motors	1	2	49
Couple [Nm]	1335	4322	5800
Inertie [kgm <sup>2</sup> ]	4.3	8	10
Rs [Ohm]	0.0198	0.0066	0.0141
Ls [H]	15.4E-5	7.6E-5	2.477E-5
Rr [Ohm]	0.0388	0.00973	0.0099
Lr [H]	15.4E-5	7.6E-5	2.477E-5
Lm [H]	3.68E-3	1.67E-3	0.708E-3

Tableau A.VI.1: Paramètres électrique des moteurs utilisés pour l'étude de démarrage

## A.VII Modélisation de la charge

En fonction du type des charges liés aux moteurs, on peut classer le comportement couple-vitesse:

- Fonctionnement à couple constant : le fonctionnement est dit à couple quand les caractéristiques de la charge sont telles qu'en régime établi, le couple demandé est sensiblement le même quelle que soit la vitesse. Ce mode de fonctionnement se retrouve sur des machines de type convoyeur, broyeurs ou engins de levage.

**Couple (C) = constante**

- Fonctionnement avec couple croissant avec la vitesse : les caractéristiques de la charge sont telles que le couple demandé croît avec la vitesse. C'est en particulier le cas des pompes volumétriques.

$$C = k \cdot \Omega$$

- Fonctionnement avec couple proportionnel à la vitesse au carré pour modéliser les ventilateurs et les pompes.

$$C = k \cdot \Omega^2$$

- Fonctionnement avec couple proportionnel à la vitesse au cube pour ajuster la courbe de couple de manière précise.

$$C = k \cdot \Omega^3$$

Les inerties du moteur et de la charge sont rassemblées au niveau de la charge, et sont modélisées par une capacité. L'unité utilisée est le kg.m<sup>2</sup>. Il y a un ratio de  $1 \cdot 10^6$  sur l'inertie, car l'unité des capacités est le microfarad, et la correspondance électrique – mécanique est 1Farad=1 kg.m<sup>2</sup>. Donc pour un moment d'inertie de 2 kg.m<sup>2</sup> il faut écrire dans le modèle  $2 \cdot 10^6$  dans la case correspondant à l'inertie.

### Modélisation électrique de la partie mécanique du moteur asynchrone

Le modèle du moteur asynchrone ne peut pas être construit sur les paramètres mécaniques, alors ils sont transformés en leurs équivalents électriques. Le tableau suivant montre l'équivalence entre les données mécaniques et les données électrique :

Mécanique			Electrique		
C	Couple	[Nm]	I	Courant	[A]
$\omega$	Vitesse de synchronisme	[rad/s]	V	Tension	[V]
$\Theta$	Angle	[rad]	q	Charge	[Coulomb]
J	Moment d'inertie	[kgm <sup>2</sup> ]	C	Capacité électrique à la terre	[F]
K	Coefficient de torsion	[Nm/rad]	1/L	L'inverse d'inductance	[1/H]
D	Amortissement	[Nms/rad]	1/R	Conductance	[S]

Tableau A.VII.1: L'équivalence entre les données mécaniques et les données électrique

La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :  $C_e - C_r = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$  (A.VII.1)

En démarrage  $C_e > C_r \rightarrow C_e \cong J \cdot \frac{d\omega}{dt}$  (3.2) donc  $C_e \cong J \cdot \frac{d\omega}{dt} \Leftrightarrow i = C \cdot \frac{dv}{dt}$  (A.VII.2)

où  $C_e$  représente la somme des couples moteurs appliqués,  $C_r$  la somme des couples résistants,  $J$  le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes et  $\omega$  la vitesse angulaire. Le rotor tourne à une vitesse angulaire  $\omega$  à ne pas confondre avec  $\omega_s$  -la vitesse angulaire de synchronisme du champ statorique dans la machine.

Le moment du couple peut être exprimé en fonction du couple d'amortissement visqueux:

$$M_c = -K \cdot \omega \Rightarrow C = k \cdot \omega \quad (3.4) \quad \text{Alors, } C = k \cdot \omega \Rightarrow I = G \cdot V \quad (\text{A.VII.3})$$

Où  $C$ - couple,  $k$  – coefficient d'amortissement et  $\omega$  - vitesse angulaire du rotor

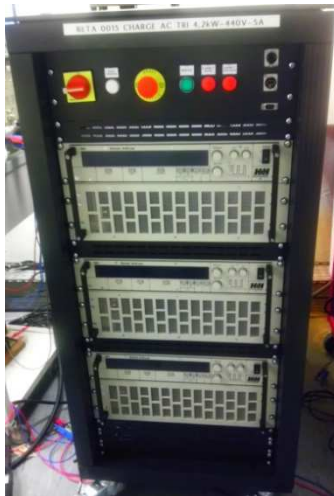
En concordance avec les lois de déformation élastique des solides, la déformation résulte de l'application de deux actions mécaniques opposées (forces et/ou couples), le couple est exprimé par l'équation:

$C = k \cdot \theta$  - pour une torsion, où  $C$ - couple [Nm],  $k$  – coefficient de torsion [Nm/rad]

$$\theta \text{ -angle [rad]}. \text{ Alors, } C = k \cdot \theta \Rightarrow \frac{C}{dt} = k \cdot \theta \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{1}{L} \cdot V \quad (\text{A.VII.4})$$



## A.VIII Charge Electronique



La charge électronique commandée a été utilisée pour avoir un courant supplémentaire dans le scénario de court-circuit au niveau du secondaire du transformateur. La charge électronique est une charge triphasé de 4.2 kW, avec une tension qui peut monter jusqu'à 440 V, un courant nominal de 5 A et elle fonctionne à une fréquence constante de 50 Hz. La charge est contrôlée en courant via l'entrée analogique 0÷7 V. Ainsi la charge est vue comme un courant variable qu'apparaîtra au moment de court-circuit au niveau du secondaire du transformateur.

Figure A.VIII.1: Charge électronique

Présentation du panneau de contrôle :

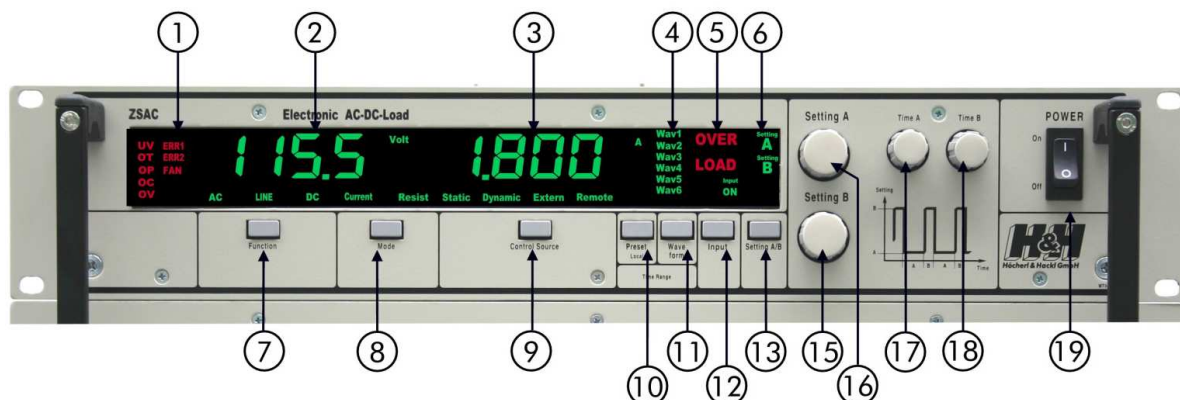


Figure A.VIII.2: Panneau de contrôle

1. Affichage de l'état ; 2. Affichage de la tension ; 3. Affichage du courant ; 4. Indicateur pour le signal sélectionné ; 5. Indicateur de surcharge ; 6. Indicateur pour le potentiomètre sélectionné ; 7. Bouton pour sélectionné le type de charge : AC – fréquence variable, DC – fréquence fixe et LINE – fréquence du réseau ; 8. Bouton pour sélectionné le mode de fonctionnement : commande en courant ou en résistance ; 9. Bouton pour sélectionné la source de commande : statique, dynamique ou externe ; 10. Bouton de pré-réglage ; 11. Bouton pour sélectionné un signal enregistré ; 12. Bouton d'activation de l'entrée de charge on-off ; 13. Bouton pour sélectionné le réglage entre potentiomètre A et B ; 15 et 16. Réglage potentiomètre A et B ; 17 et 18. Réglage potentiomètre A et B en mode dynamique ; 19. Interrupteur principal d'équipement.

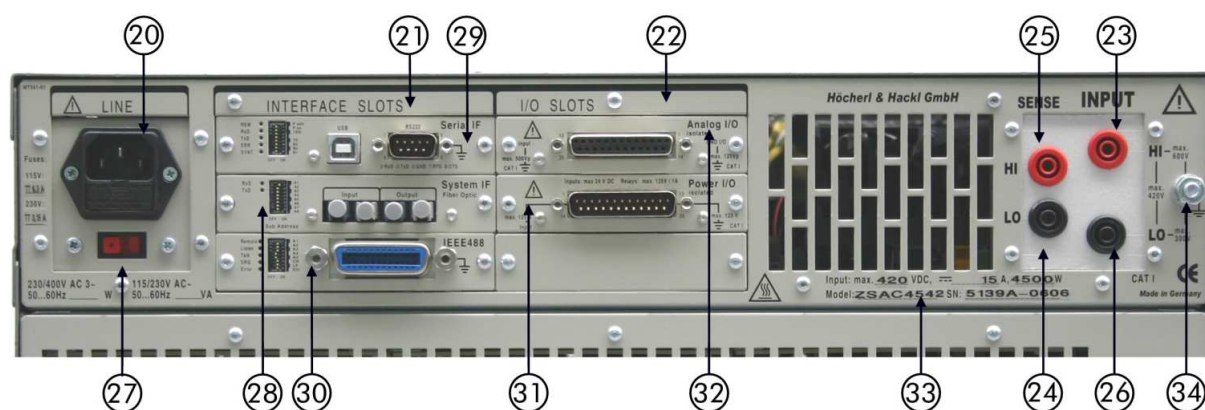


Figure A.VIII.3: Entrées/Sortie charge variable

20. Alimentation ; 21. Emplacement pour jusqu'à 3 cartes d'interface de donnés ; 22. Emplacement pour carte Analog I/O ; 23. La borne d'entrée HIGH ; 24. La borne d'entrée POSITIVE ; 25. La borne d'entrée NEGATIVE ; 26. La borne d'entrée LOW ; 27. Interrupteur de ligne 115/230V AC 50Hz ; 28. Le system d'interface Fiber Optic ; 29. L'interface RS232/ USB ; 30. L'interface GPIB ; 31. Power I/O Board ; 32. L'interface Analog I/O ; 33. Plaque d'indentification ; 34. Connexion à la terre.

La charge triphasé est connecté en mode étoile:

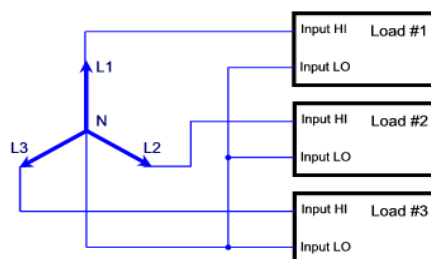


Figure A.VIII.4: Connexion charge triphasé

Dans le mode de fonctionnement « CC – courant constant », la charge est piloté par un signal analogique, de consigne de tension dans la gamme [0 ..7] V.



Figure A.VIII.5: Interface Analog I/O

La charge linéaire est proportionnelle à la valeur de la tension analogique appliquée et suivre le signal de commande. Dans le mode alternatif (AC), le signal de commande est utilisé pour la modulation d'amplitude du courant de la charge.

**A.IX Charge résistive fixe**

Figure A.IX.1: Charge résistive fixe

Réf	W	Comm.	Variation par	Type	Poids
RH60	6kW	6	Bonds de 5%	A roulettes	53kg

Mode d'utilisation : Mode triphasé étoile 400V.

Variation : 6 commutateurs étalonnés 5%, 10%, 15%, 20%, 25%, 25% permettent une progression continue sans rupture de la charge de 0 à 100% par bonds de 5%. Toutes les valeurs intermédiaires sont obtenues en tournant 1 ou 2 commutateurs, commutation pouvant être effectuées à deux mains en une seule opération par l'opérateur. Les éléments résistifs sont constitués de fil en manganin bobiné sur tubes en céramique et enrobés pour éviter le vieillissement dû à l'oxydation.

## A.X Amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance triphasé (utilisée pour le banc d'essai au G2Elab de type Puissance + PCU-5000-BC) est le composant de l'interface qui transforme les signaux de sortie du simulateur temps réel numérique (RT-LAB) (signaux en tension  $\pm 16$  V) en grandeurs électriques réels (tensions ou courants) jusqu'à 180 V et 80 A. L'amplificateur comporte trois étages amplificateurs et peut être piloté en triphasé ou monophasé (alternatif ou continu) en fonction des applications visées.

### Caractéristiques nominales de sortie:

Vs nominal = 180 Veff (P-N)	Is nominal = 20 A
Ps nominal = 2000 W	Is max. = 80 Aeff

Les composants de l'amplificateur sont présentés dans la figure suivante:

- 1, 2, 3 - Trois étages amplificateurs (un par phase), ayant chacun les caractéristiques nominales ;
- 4 - Des bornes d'entrées/sorties consignées : a) Un connecteur BNC d'entrée consigne  $\pm 10$ V pilotage externe. Dans le cas de nos applications c'est là qu'ils arriveront les consignées sortant du simulateur temps-réel. La tension ou le courant de sortie de l'amplificateur est pilotée par ces bornes (entrée isolée par rapport à la sortie). Le gain est programmable de 0 à 100% sur chaque voie à partir du pupitre de commande. Le gain maximum est de 200Veff pour 7.07Veff en mode tension, et de 20Aeff pour 7.07Veff en mode courant. b) et c) Des connecteurs entrée/sortie de liaison (en fibre optique) avec le pupitre de commande ; d) Un connecteur « mise en veille » de l'amplificateur. L'amplificateur nécessite la présence d'un signal de 5VCC sur cette borne pour la validation de la sortie ; e) Adressage pour la fibre optique ;
- 5 - Un pupitre de commande;

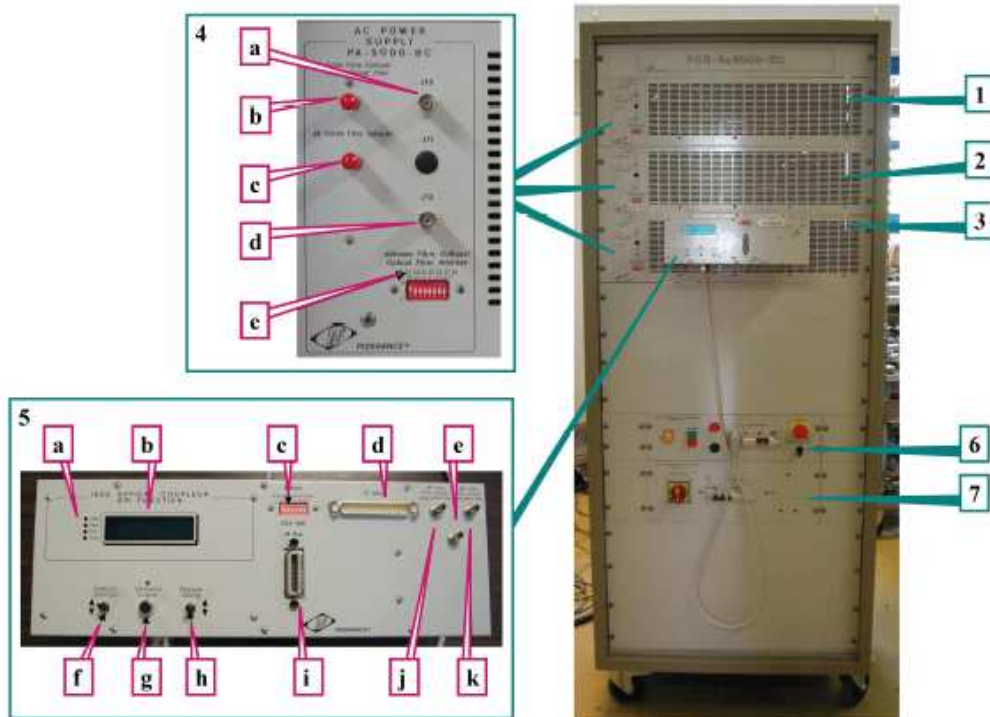


Figure A.X.1: Amplificateur de puissance

- 6 - Un module de commande et protection servitude ;
- 7 - Un module de commande et protection puissance.

Comme mentionné auparavant, l'amplificateur est commandé par un signal de consigne en tension dans la gamme  $\pm 10V$  et dans le cas de RT-LAB, les sorties analogiques sont en  $\pm 16V$ , ainsi que il faut porter une grande attention de ne pas générer des saturations.



# **Amélioration de la sélectivité des protections électriques des navires lors de l'alimentation à quai - Augmentation du courant de court-circuit**

## **Résumé**

Ce travail est relatif à l'augmentation du courant de court-circuit du réseau électrique portuaire alimentant le navire. Ceci passe par une modélisation des réseaux des charges, du transformateur et enfin convertisseurs concernés. Munis de cette compréhension du système, diverses solutions à base d'électronique de puissance ou d'éléments passifs ont été investiguées, simulées et évaluées à l'aune des performances exigées. Pour l'augmentation du courant de court-circuit, un transformateur spécialement créé pour cette application à deux enroulements primaires est proposé. L'esprit de la solution est de modifier la configuration du transformateur au moment de la détection du court-circuit en modifiant son rapport de transformation. Un banc de test temps réel hybride a été architecturé afin de tester cette solution. Les essais sur le banc de test ont permis d'obtenir des résultats satisfaisants et encourageants qui corroborent la théorie. Pour finir des études complémentaires, sous différents scénarii, ont été menées en simulation hors ligne.

**Mots-clefs :** connexion électrique des navires à quai, augmentation du courant de court-circuit, convertisseur de fréquence, transformateur double enroulement

---

## **Improved the electrical protections selectivity on vessel's grid during the shore supplying - Increase of short-circuit current**

### **Abstract**

This work is about the short-circuit current increase, inside the harbor's electrical network that supplies the electrical grid of each vessel docked in port. We analyze the system's requirements, the load demands, the transformer and finally the modeling of the converters involved. Armed with this understanding of the system, various solutions like power electronics devices or passive equipments were investigated, simulated and evaluated in terms of performance requirements. To increase the short-circuit current, we provide a novel transformer with two primary windings. The purpose of this solution is to change the configuration of the transformer when the short circuit is detected by changing the transformation ratio. A real-time hybrid test bench has been build in order to test the solution. The real-time tests have yielded good and encouraging results, supporting the theory. Finally, further studies under various scenarios were conducted in offline simulations.

**Keywords:** shore connection, increase the short-circuit current, grid frequency converter, double winding transformer

